



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A  
ELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

**SPÍNANÝ ZDROJ**

SWITCH MODE SUPPLY

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

Maroš Polovka

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2017

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Maroš Polovka

**ID:** 174238

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2016/17

**NÁZEV TÉMATU:**

## Spínaný zdroj

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s podstatou jednočinných a dvojčinných propustných měničů typu ss/ss obsahujících impulsní transformátor. Soustředte se podrobný návrh jednočinného propustného měniče.
2. Z důvodu napájení velkým vstupním stejnosměrným napětím (až 900V) analyzujte možnosti sériového řazení primárních stran několika dílčích měničů. Pozornost věnujte rovnoměrnému rozdělení vstupního mezilehlého napětí mezi dílčí měniče.
3. Spínaný zdroj podle bodů 1. a 2. navrhnete obvodově i konstrukčně. Realizujte funkční vzorek zdroje s výstupními parametry 24V/10A a měřením ověřte jeho provozní vlastnosti.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [4] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.3. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

**Termín zadání:** 6.2.2017

**Termín odevzdání:** 31.5.2017

**Vedoucí práce:** doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

**Konzultant:**

**doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

### UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem spínaného zdroje. Cílem je ověření funkce zapojení, které využívá sériové řazení vstupních stran více měničů.

## **Klíčová slova**

spínaný zdroj; sériové řazení spínaných zdrojů; měnič; napájecí zdroj

## **Abstract**

This bachelor's thesis deals with the design of a switch-mode power supply. The aim is to test a circuit that uses a serial connection of multiple converters on the input side.

## **Keywords**

switch-mode power supply; switch-mode power supply in series; converter; power supply

### **Bibliografická citace**

POLOVKA, M. Spínaný zdroj. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 68 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Spínaný zdroj jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 31. května 2017

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 31. května 2017

.....  
podpis autora



## OBSAH

Seznam obrázků.....	9
Seznam tabulek.....	10
Seznam symbolů a zkratk.....	11
1 Úvod.....	14
2 Analýza činnosti spínaného zdroje.....	16
2.1 Jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem .....	16
2.2 Sériové řazení vstupních stran více měničů.....	19
2.3 Současné spínání se společnou tlumivkou.....	21
2.4 Paralelní zapojení více napěťových zdrojů.....	22
2.5 Současné spínání se dvěma dílčími tlumivkami .....	27
3 Návrh výkonové části .....	29
3.1 Impulsní transformátor .....	30
3.2 Dimenzování polovodičových součástek.....	32
3.2.1 Sekundární usměrňovací dioda $D_2$ .....	32
3.2.2 Sekundární nulová dioda $D_{02}$ .....	33
3.2.3 Tranzistor T .....	33
3.2.4 Primární nulová dioda $D_0$ .....	34
3.3 LC filtr a vstupní kapacitní dělič.....	34
3.3.1 Tlumivka .....	34
3.3.2 Výstupní kondenzátor .....	36
3.3.3 Vstupní kapacitní dělič .....	37
3.4 Návrh budiče tranzistoru T .....	37
4 Návrh řídicích obvodů.....	41
4.1 Základní požadavky .....	41
4.2 Obvodový návrh řídicích obvodů .....	41
4.3 PWM modulátor .....	43
4.4 Návrh vnitřního napájecího zdroje pro řídicí obvody .....	45
5 Chlazení součástek.....	47
5.1 Tepelně-elektrické analogy .....	47
5.2 Sekundární usměrňovací dioda $D_2$ .....	48
5.3 Sekundární nulová dioda $D_{02}$ .....	48
5.4 Primární nulová dioda $D_0$ .....	48
5.5 Tranzistor T.....	48
5.6 Stabilizátory napětí .....	49
6 Realizace, oživování a měření .....	50
7 Závěr.....	63



---

Použitá literatura.....	65
Přílohy .....	66
A Schéma řídicích obvodů a výstupního kondenzátoru .....	66
B Schéma výkonové části .....	67
C Teoretické schéma výkonové části .....	68



## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2-1: Základní zapojení (převzato z [1]).....	16
Obr. 2-2: Průběhy důležitých veličin (převzato z [1]).....	17
Obr. 2-3 Řešení se společnou tlumivkou(převzato z [1]) .....	19
Obr. 2-4 Řešení se samostatnými tlumivkami(převzato z [1]) .....	20
Obr. 2-5 Průběhy sekundárních proudů dílčích měničů .....	22
Obr. 2-6 Model 1 .....	23
Obr. 2-7 Model 2 .....	24
Obr. 2-8 Model 3 .....	25
Obr. 2-9 Průběhy sekundárních proudů dílčích měničů .....	28
Obr. 3-1: Schéma budiče pro tranzistor MOS-FET (převzato z [4]).....	38
Obr. 4-1: Schéma zapojení obvodu PWM (převzato z [4]) .....	43
Obr. 4-2: Schéma vnitřního napájecího zdroje (převzato z [4]) .....	45
Obr. 5-1 Schéma pro tepelný výpočet chladiče.....	47
Obr. 6-1 Záznam pily z PWM modulátoru .....	51
Obr. 6-2 Průběh napětí $U_{GS}$ bez napájení silové části .....	51
Obr. 6-3 Průběh napětí $U_{GS}$ , detail náběžné hrany .....	52
Obr. 6-4 Průběh napětí $U_{GS}$ , detail sestupné hrany .....	52
Obr. 6-5 Průběh napětí $U_{DS}$ , při zatížení 18,5 V; 1,3 A na výstupu.....	54
Obr. 6-6 Průběh napětí $U_{DS}$ , detail zapínacího děje .....	54
Obr. 6-7 Průběh napětí $U_{DS}$ , detail vypínacího děje .....	55
Obr. 6-8 Průběh napětí na sekundární straně transformátoru .....	55
Obr. 6-9 Průběh napětí na sekundární straně transformátoru, detail .....	56
Obr. 6-10 Průběh napětí na nulové usměrňovací diodě .....	56
Obr. 6-11 Průběh napětí na nulové usměrňovací diodě, detail .....	57
Obr. 6-12 Průběh napětí na usměrňovací diodě .....	57
Obr. 6-13 Průběh napětí na usměrňovací diodě, detail.....	58
Obr. 6-14 Zvlnění výstupního napětí (jeden měnič, 18,5 V; 1,3A), detail.....	58
Obr. 6-15 Průběh napětí za IC1A.....	60
Obr. 6-16 Průběh napětí na vstupu PWM.....	61
Obr. 6-17 Odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu zátěže.....	61
Obr. 6-18 Průběh napětí $U_{GS}$ s napájením silové části.....	62



---

## SEZNAM TABULEK

Tab. 3.1 Vstupní údaje pro návrh.....	29
Tab. 5.1 Tepelně elektrické analogie .....	47
Tab. 6.1 Změřené hodnoty pro výpočet účinnosti.....	59

## SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

$A_L$	konstanta indukčnosti feritového jádra budiče	(nH)
$B$	magnetická indukce	(T)
$B_{max}$	maximální hodnota magnetické indukce	(T)
$B_r$	remanentní magnetická indukce	(T)
$C$	kapacita	(F)
$D$	dioda	
$d_{Cu}$	průměr vodiče	(m)
$d_{in}$	vnitřní průměr toroidního jádra	(m)
$d_{out}$	vnější průměr toroidního jádra	(m)
EMC	elektromagnetická kompatibilita	
$f$	frekvence	(Hz)
$f_0$	vlastní frekvence	(Hz)
$h$	výška toroidního jádra	(m)
IC	integrovaný obvod (integrated circuit), také zkratka pro operační zesilovače a PWM obvod	
$I_{stř}$	střední hodnota proudu	(A)
$I_{ef}$	efektivní hodnota proudu	(A)
$I_{sp}, I_{max}$	špičková hodnota proudu	(A)
$I_Z$	výstupní proud dílčího měniče	(A)
$I_{Zc}$	celkový výstupní proud	(A)
$I_\mu$	magnetizační proud	(A)
$\Delta I$	zvlnění proudu tlumivky (polovina hodnoty špička- špička)	(A)
$I_D$	proud tranzistoru MOS-FET drain-source	(A)
$I_n$	jmenovitý proud součástky	(A)
IGBT	isolated gate bipolar transistor	
$k$	činitel vazby transformátoru	(-)
$K$	převod transformátoru	(-)
$k_{pCu}$	činitel plnění vinutí	(-)
$k_{pFe}$	činitel plnění jádra	(-)
$k_z$	činitel zatížení vinutí	(-)
konst.	konstantní	
$L$	indukčnost	(H)
$L_\sigma$	rozptylová indukčnost	(H)
$L_p$	změřená indukčnost	(H)
$l_{Fe}$	střední délka siločáry	(m)
$l_v$	délka vzduchové mezery	(m)



---

$M$	počet dílčích vodičů	(-)
MOS-FET	metal oxid semiconductor field effect transistor	
$N$	počet vodičů	(-)
$nf$	nízkofrekvenční (signál)	
$p$	Laplaceův operátor	
$P_{Cu}$	Ztrátový výkon ve vinutí	(W)
$P_{\zeta}$	výstupní výkon dílčího měniče	(W)
$P_{\zeta c}$	celkový výstupní výkon	(W)
$P$	proporcionální regulátor	
$PI$	proporcionálně integrační regulátor	
PWM	pulsně šířková modulace (pulse width modulation) (v tomto textu také zkratka pro PWM modulátor)	
$P_{ztr}$	ztrátový výkon	(W)
$P_{ZD}$	ztrátový výkon na Zenerově diodě	(W)
$P_{ZDmax}$	maximální zvolený ztrátový výkon na Zenerově diodě	(W)
$R_i$	vnitřní odpor zdroje	( $\Omega$ )
$R_d$	diferenciální (linearizovaný) odpor	( $\Omega$ )
$R_{Cu}$	odpor vinutí	( $\Omega$ )
$R_{DSon}$	odpor tranzistoru v sepnutém stavu	( $\Omega$ )
$R_G$	odpor před řídící elektrodou tranzistoru MOS-FET	( $\Omega$ )
$R_C$	parazitní sériový odpor kondenzátoru	( $\Omega$ )
$R_{\theta H}$	tepelný odpor chladiče, uvažováno přechod heatsink-air(chladič-vzduch)	(K/W)
$R_{\theta CH}$	tepelný odpor stykový, přechod case-heat sink(pouzdro-chladič)	(K/W)
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor vnitřní, přechod junction-case(čip-pouzdro)	(K/W)
$s$	sřída	(-)
$s_n$	jmenovitá sřída	(-)
$S_{Cu}$	průřez vodiče	(m <sup>2</sup> )
$S_{Fe}$	průřez aktivní plochy(železa) jádra	(m <sup>2</sup> )
$S_j$	celkový průřez jádra	(m <sup>2</sup> )
$S_o$	plocha okna jádra	(m <sup>2</sup> )
$S_j S_o$	elektromagnetická velikost jádra	(m <sup>2</sup> )
$T$	pracovní perioda měniče	(s)
$t_{on}$	typická doba zpoždění zapnutí tranzistoru	(s)
$t_{off}$	typická doba zpoždění vypnutí tranzistoru	(s)
$t_d$	doba demagnetizace	(s)
$t_z$	doba zapnutí tranzistorů	(s)



---

$T_o$	teplota okolí	(°C)
$T_j$	teplota přechodu polovodičové součástky (junction)	(°C)
$\Delta T$	oteplení	(°C)
$T_{max}$	maximální teplota přechodu polovodičové součástky (volená)	(°C)
TR, T	tranzistor	
TF	transformátor	
$U_{DS}$	napětí drain-source na tranzistoru MOS-FET ve vypnutém stavu	(V)
$U_{ef}$	efektivní hodnota napětí	(V)
$U_{stř}$	střední hodnota napětí	(V)
$U_d$	vstupní napětí dílčího měniče, mezilehlé napětí	(V)
$U_{dc}$	celkové vstupní napětí	(V)
$U_{KA}$	závěrné napětí diody	(V)
$U_{šp}$	maximální hodnota napětí	(V)
$U_z$	výstupní napětí (napětí na zátěži)	(V)
$U_p$	prahové napětí	(V)
$U_{ZD}$	Zenerovo napětí	(V)
$\Delta U$	zvlnění napětí výstupního kondenzátoru (polovina hodnoty špička- špička)	(V)
vn	vysoké napětí	
vř	vysokofrekvenční (signál)	
ZD	Zenerová dioda	
$\Phi$	magnetický indukční tok	(Wb)
$\Phi_{max}$	maximální hodnota magnetického indukčního toku	(Wb)
$\Phi_r$	maximální hodnota magnetického indukčního toku	(Wb)
$\delta_{Cu}$	hloubka vniku	(m)
$\mu$	permeabilita	(Hm <sup>-1</sup> )
$\mu_0$	permeabilita vakua	(Hm <sup>-1</sup> )
$\mu_r$	relativní permeabilita	(-)
$\rho$	měrný elektrický odpor	( )
$\sigma$	proudová hustota	(Am <sup>-2</sup> )

# 1 ÚVOD

Výkonové spínané zdroje se v současnosti využívají v mnoha oblastech. Rozšířené je použití pro napájení běžných elektronických zařízení s výkonem do 200 W (spotřební elektronika, počítače). Stále víc se však využívají i pro aplikace s výkonem až do 100 kW. Mohou to být vysokoproudé zdroje pro galvanizační účely (proud do 3 kA), UPS systémy a vysokonapěťové zdroje pro odlučovače v elektrárnách (napětí do 60 kV) [1].

Tato práce se zabývá sériovým řazením vstupních stran několika jednočinných propustných měničů. Toto řešení lze využít v případě vysokého vstupního stejnosměrného napětí, pokud tranzistory nejsou schopny zpracovat je přímo. Rozdělení stejnosměrného meziobvodu kapacitním děličem na několik nižších napěťových hladin je teoreticky možné pro libovolně vysoké vstupní napětí.

Z kapacitního děliče jsou pak napájeny dílčí nízkonapěťové měniče, pracující paralelně do společné zátěže. Zajímavým problémem je udržet rovnoměrné rozdělení napětí na kapacitním děliči. Tato práce se zabývá analýzou vhodnosti možných topologií (společná výstupní tlumivka/ dílčí samostatné tlumivky) pro různé řídicí algoritmy (spínání v protitaktu/ současné spínání). Pro návrh měniče byla zvolena topologie samostatných tlumivek při současném spínání tranzistorů, přičemž hlavním cílem práce je ověřit funkci tohoto zapojení. Nedílnou součástí práce je návrh, realizace a ověření parametrů měniče, který využívá výše popsané zapojení.

Běžně jsou spínané zdroje napájeny z usměrněné sítě (tj. stejnosměrná hladina 300 V nebo 540 V). Měnič v této práci je navržen pro vyšší stejnosměrné vstupní napětí, a to 900 V. Příkladem napájení 900 V by mohla být např. realizace palubní sítě 24 V ze stejnosměrného trakčního trolejového napětí v tramvajích, nebo trolejbusích (jmenovité napětí obvykle 600 V, ale může výrazně kolísat až na 1000 V). V současné době už existují vysokonapěťové tranzistory, které by dokázaly zpracovat napětí 900 V i přímo, bez nutnosti rozdělení kapacitním děličem. Napětí 900 V bylo zvoleno pro ukázkou, přičemž hlavním cílem práce není najít nejvhodnější řešení pro napájení 900 V, ale ověřit funkci výše popsaného sériového řazení vstupních stran několika (konkrétně tří) měničů.

Tato bakalářská se zabývá návrhem zdroje následujících parametrů: vstupní napětí 900 V, výstupní napětí 24 V, výstupní proud 10 A. V rámci práce byly řešeny následující problémy:

- návrh impulsního transformátoru
- dimenzování polovodičů



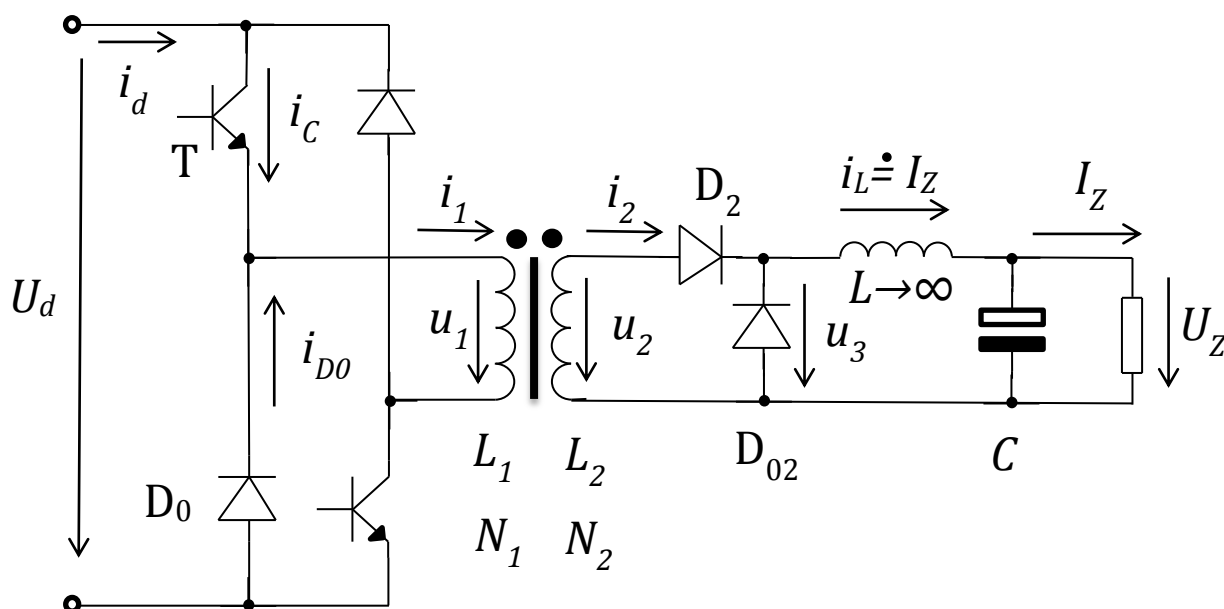
- 
- návrh LC filtru
  - budiče tranzistorů
  - řídicí obvody
  - chlazení polovodičů
  - návrh plošných spojů
  - realizace
  - experimentální ověření funkce a parametrů zdroje

## 2 ANALÝZA ČINNOSTI SPÍNANÉHO ZDROJE

### 2.1 Jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem

Jednočinný propustný měnič je měnič typu DC/DC obsahující vysokofrekvenční impulsní transformátor na feritovém jádře. Na hladině 542 V se využívají tranzistory IGBT se závěrným napětím 1200 V. Na hladině 300 V se využívají tranzistory MOS-FET se závěrným napětím 600 V. Pracovní kmitočet pro MOS-FET tranzistory leží obvykle v oblasti 40 kHz až 120 kHz (maximálně 300 kHz). Důvody pro zvyšování frekvence je zmenšení objemu transformátoru a tlumivky. Nad 200 kHz ale začínají převažovat nepříznivé vlivy [1]:

- Rostou hysterezní ztráty feritů.
- Roste vliv skin efektu, přičemž obranou je použití vf. lanka pro vinutí transformátoru, které ve výsledku sníží činitel plnění vinutí. To působí proti snižování objemu transformátoru.
- Roste výstupní rozptylová indukčnost transformátoru. Ten je pak měkký a není schopen přenést požadovaný výkon. Obranou je dosažení činitele vazby alespoň  $k = 0,998$ , což přináší konstrukční problémy.
- Roste negativní vliv parazitních mezizávitových kapacit vinutí.

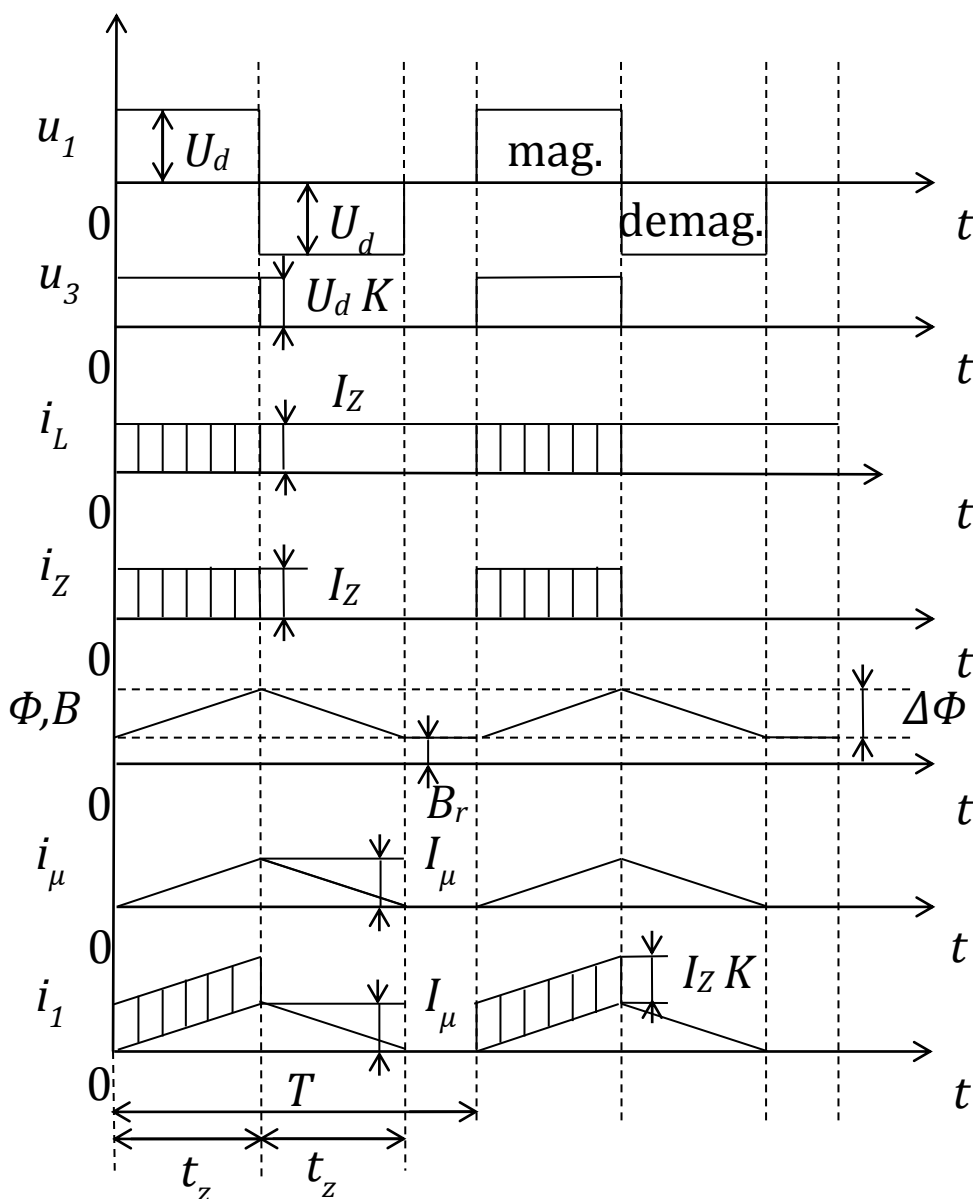


Obr. 2-1: Základní zapojení (převzato z [1])



Základní zapojení jednočinného propustného měniče je na Obr. 2-1. Průběhy důležitých veličin pak na Obr. 2-2. Při analýze byly využity následující zjednodušující předpoklady [1]:

- Tlumivka výstupního LC filtru má nekonečnou indukčnost. Proud jí protékající je pak téměř hladký, tudíž je roven proudu zátěže.
- Činitel vazby transformátoru je roven 1. Rozptylová indukčnost je pak nulová.
- Neuvažuje se nelinearita hysterezní smyčky feritového jádra. Nárůst magnetizačního proudu pak lze uvažovat lineární [1].



Obr. 2-2: Průběhy důležitých veličin (převzato z [1])

Při práci měniče jsou oba tranzistory spínány současně. Střída je pak definována [1]:

$$s = \frac{t_z}{T} \qquad s_{max} = \frac{1}{2} \qquad (2.1-1 \text{ a, b})$$

Jak bylo uvedeno výše, maximální použitelná střída je polovinou pracovní periody, protože by jinak došlo k lavinovitému přesycení jádra transformátoru. Při zapnutí obou tranzistorů  $T$  začíná magnetování jádra. Primární napětí má konstantní hodnotu  $+U_d$ . Magnetická indukce  $B$  (stejně jako magnetický indukční tok  $\Phi$ ) v jádře jsou integrálem z tohoto napětí a tedy mají lineární narůstající průběh. Díky remanenci feromagnetika tyto veličiny neklesají až na nulu. Při uvažování výše zmíněných zjednodušení je indukčnost jádra konstantní. Magnetizační proud  $I_\mu$  má pak proporcionální převod mezi magnetickým indukčním tokem, proto i magnetizační proud narůstá lineárně [1].

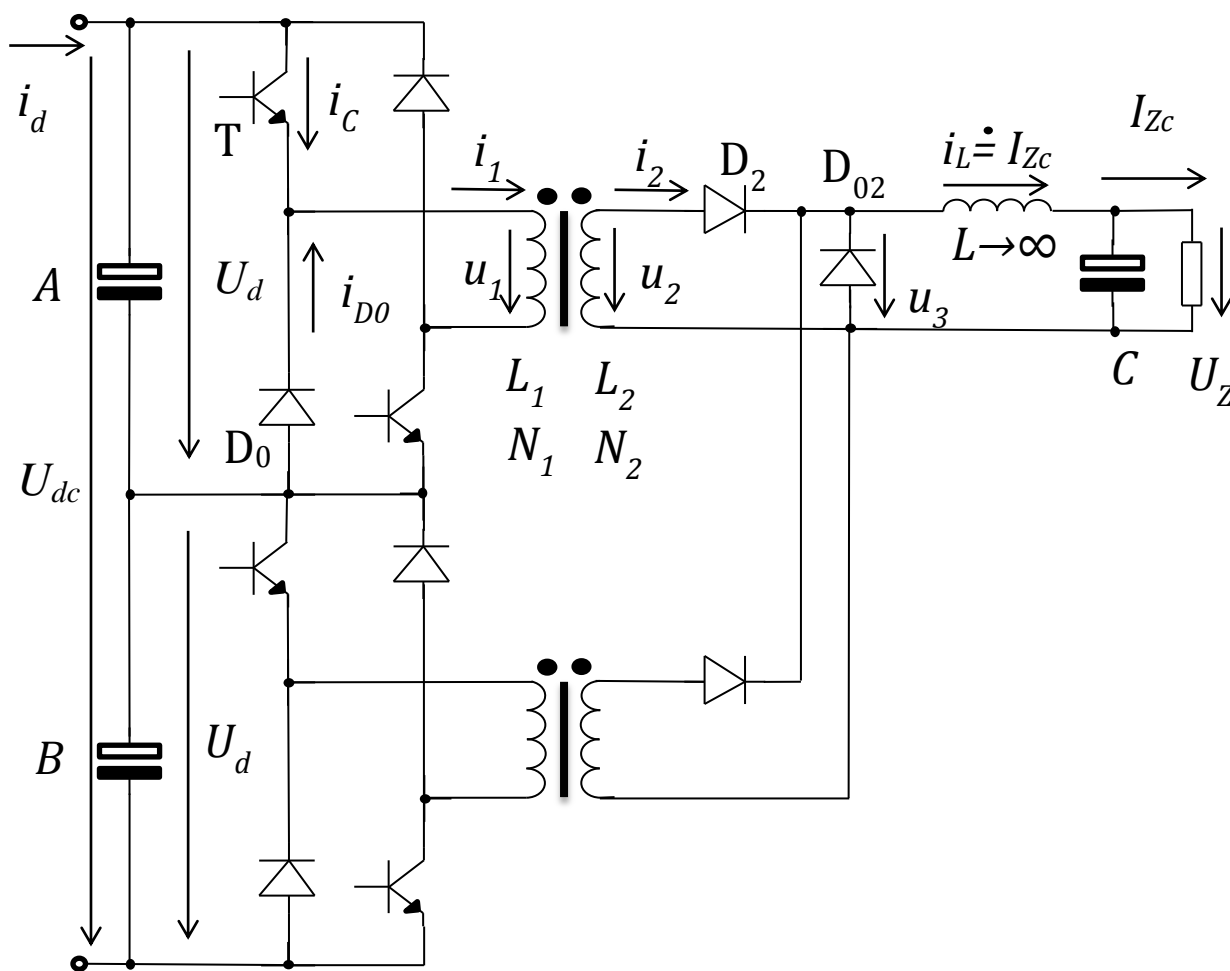
V okamžiku vypnutí tranzistorů pak indukčnost primárního vinutí nedovolí zánik procházejícího proudu. To má za následek otevření primárních nulových diod  $D_0$ , čímž se primární vinutí připojí na napětí  $-U_d$ . Tím je jádro demagnetováno s průběhy odvozenými analogicky jako při magnetování. Sekundární napětí  $u_2$  má při obou dějích stejný tvar jako primární napětí  $u_1$  s uvažováním převodu  $K$  transformátoru. Energie je přenášena na sekundární stranu pouze při magnetování, jinak by se narušil proces demagnetizace. Napětí  $u_3$  na sekundární nulové diodě  $D_{02}$  má proto tvar unipolárních pulsů. Tlumivka udržuje proud  $i_L$  konstantní, který v průběhu demagnetování teče sekundární nulovou diodou  $D_{02}$ . Při magnetování tento proud tvoří pracovní proud  $i_2$ , který teče sekundární usměrňovací diodou  $D_2$ . Proud  $i_2$  je jinak nulový. Primární pracovní proud pak kopíruje sekundární pracovní proud při uvažování převodu transformátoru. Primární proud je pak součtem magnetizačního proudu  $I_\mu$  a proudu pracovního  $I_z K$ . Proud odebíraný ze vstupního mezilehlého napěťového zdroje  $i_d$  je pak určen primárním proudem  $i_1$  při uvažování opačného směru proudu při demagnetování. Z toho vyplývá, že při chodu naprázdno je střední hodnota odebíraného proudu nulová [1].

Při uvažování účinnosti rovné jedné lze z rovnosti činných výkonů v jednotlivých uzlech odvodit důležitou rovnici pro výstupní napětí měniče [1]:

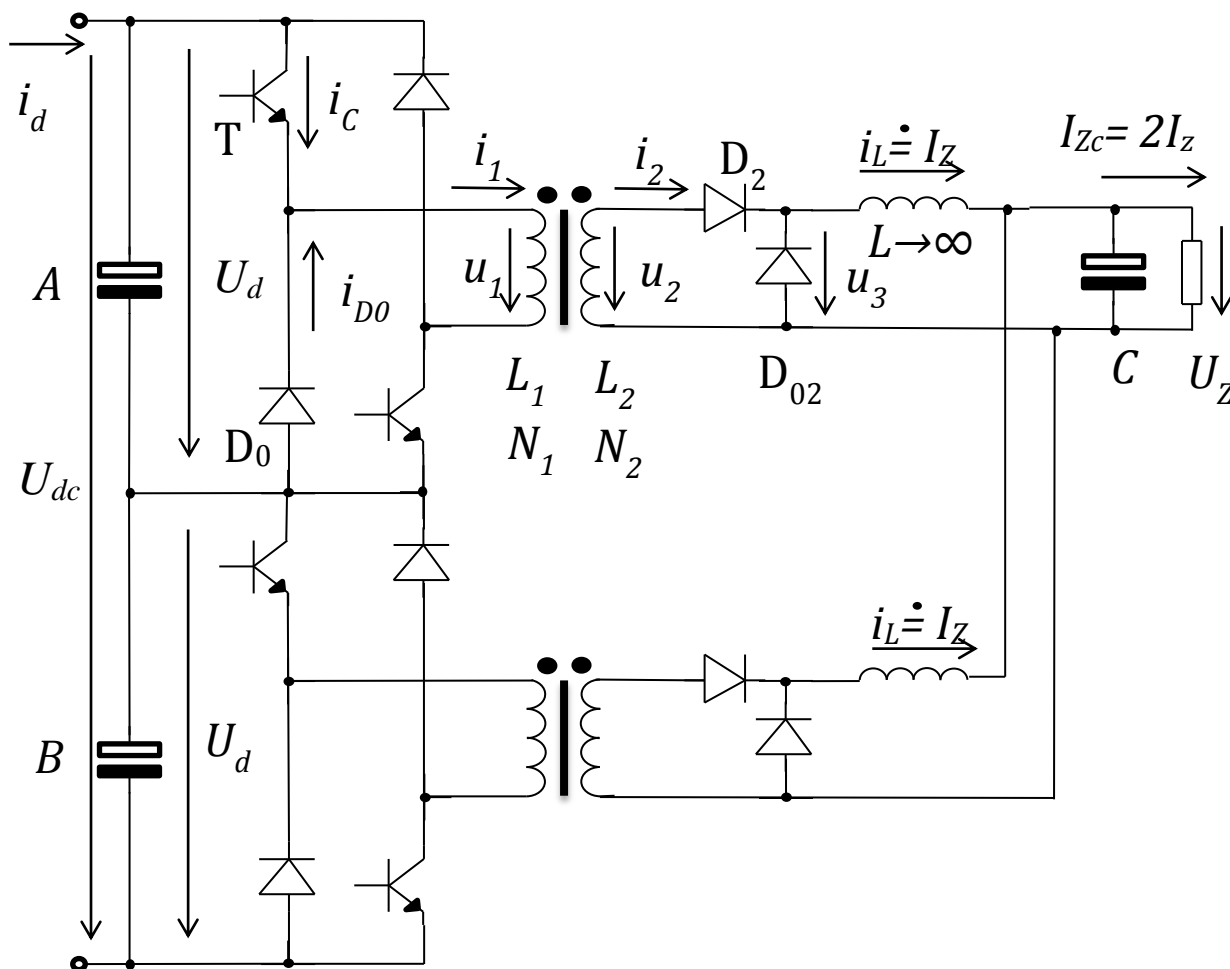
$$U_z = U_d \frac{N_2}{N_1} s = U_d K s \qquad (2.1-2)$$

## 2.2 Sériové řazení vstupních stran více měničů

V případě, že je vstupní mezilehlé napětí tak vysoké, že tranzistory nejsou schopny zpracovat je přímo, je nutno řadit primární strany měničů do série. Napájecí napětí se pak rozdělí pomocí kapacitního děliče. Ten ale není schopen zajistit pevný potenciálový rozdíl. Pokud by byl trvale čerpán z jednoho kondenzátoru větší střední proud, než z kondenzátorů ostatních, bude se vybíjet, přičemž napětí ostatních kondenzátorů bude naopak růst. Je zřejmé, že by tím došlo ke zničení měniče, protože dílčí měniče nejsou dimenzovány na plné vstupní napětí. Na Obr. 2-3 je uvedeno řešení se společnou tlumivkou a na Obr. 2-4 pak řešení se samostatnými tlumivkami [1].



Obr. 2-3 Řešení se společnou tlumivkou(převzato z [1])



Obr. 2-4 Řešení se samostatnými tlumivkami(převzato z [1])

Vhodnost jednotlivých zapojení závisí na řídicím algoritmu. Analýza činnosti při použití protitaktu (řídicí signály obou měničů jsou posunuty o půlperiodu) je zpracována v [1]. Stav, kdy se z kondenzátorů čerpá odlišný proud může nastat při odlišné střídě dílčích měničů. Při složitějších řídicích algoritmech, jakým je protitakt, hrozí vliv tzv. synchronního rušení, které odlišnost střídě může způsobit. Výsledkem je, že řešení s jednou společnou výstupní tlumivkou je špatné, protože ta zajistí, že sekundární proudové impulsy mají stejnou výšku  $I_Z$ . Při rozdílné střídě měničů je pak z jednotlivých kondenzátorů čerpán proud o rozdílné střední hodnotě (ta je určena výškou impulsů  $I_Z$  a střídou  $s$ ). Pokud bude z jednoho vstupního kondenzátoru trvale čerpán proud o větší střední hodnotě, bude se vybíjet a napětí na něm bude klesat, napětí zbylých kondenzátorů bude naopak narůstat.

Použití samostatných tlumivek je naopak vhodné, protože každá tlumivka umí pracovat s rozdílným proudem, tedy s rozdílnou výškou impulsů. Rovnováha nastane, když budou mít oba proudové impulsy stejnou plochu, tedy stejnou střední hodnotu. Pokud se bude uvažovat ustálený stav, střední hodnota napětí na tlumivkách bude nulová a jelikož jsou výstupy dílčích měničů spojeny paralelně, musí si být střední hodnoty napětí na sekundárech rovny. Z toho vyplývá (dílčí měniče jsou označeny A a B):

$$U_z = U_{3spA} S_A = U_{3spB} S_B \quad (2.2-1)$$

$$U_{dA} \frac{N_2}{N_1} S_A = U_{dB} \frac{N_2}{N_1} S_B \quad (2.2-2)$$

$$\frac{U_{dA}}{U_{dB}} = \frac{S_B}{S_A} \quad (2.2-3)$$

I v tomto případě se napětí na vstupních kondenzátorech rozváží, ale v poměru odlišnosti stříd. Pokud je nesymetrie stříd malá, je malé i rozvážení na vstupním kapacitním děliči.

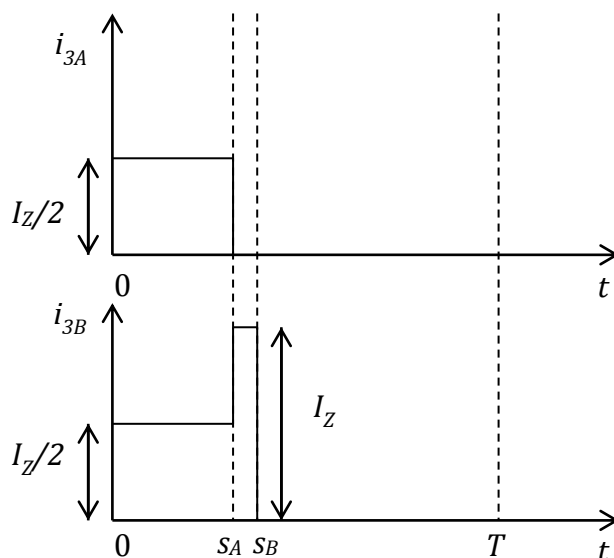
## 2.3 Současné spínání se společnou tlumivkou

Variantou k protitaktu je spínání všech tranzistorů současně. Výhodou protitaktu je dvojnásobná frekvence výstupního proudu (a tím i menší zvlnění) oproti frekvenci spínání tranzistorů. Výhodou současného spínání je jednoduchost a navíc nehrozí vliv synchronního rušení. I zde však může nastat mírná odlišnost stříd např. vlivem tolerance součástek, či různého dopravního zpoždění. Další výhodou je, jak vyplývá z následné analýzy, že je zde možné použít i společnou tlumivku, což lze považovat za výhodné.

Nejprve bude proveden rozbor pro řešení se společnou tlumivkou. Analýza bude provedena pro dva dílčí měniče. Pro názornost následujících úvah lze použít Obr. 2-2, který ale platí pro jeden samostatný měnič. Dílčí měniče budou označeny A a B. Tvar sekundárních proudových impulsů  $i_3$  se odvíjí od tvaru impulsů sekundárního napětí  $u_2$ . Obecně může mít měnič A sestupnou hranu sekundárního napětí později, dříve nebo současně vůči sestupné hraně sekundárního napětí měniče B. Rovněž to platí i pro náběžné hrany, celkem tedy 9 kombinací. Na obrázku Obr. 2-5 je tedy pouze jedna varianta. Ve všech 9 případech ale platí, že v časových intervalech, kdy se impulsy sekundárního napětí nepřekrývají, je situace stejná- kladné napětí se vyskytuje na sekundáru pouze jednoho z obou měničů.

V časových intervalech, kdy se vyskytují kladná napětí o stejné hodnotě na obou sekundárech současně, lze předpokládat, že proud zátěže  $I_z$  tekoucí tlumivkou se rozdělí mezi dílčí měniče na poloviny. Další analýza ukáže, že tento předpoklad je správný. Naopak v případě, že je kladné napětí pouze na jednom

z měničů, setrvačnost tlumivky nedovolí prudký pokles  $I_Z$  a proto tento měnič musí přebrat plný proud  $I_Z$ . Z tohoto důvodu musí být špičkově dimenzován dílčí měnič na proud  $I_Z$ . Z tohoto ale plyne, že ze vstupního kondenzátoru měniče B byl odčerpán větší náboj (ten je roven ploše pod grafem proudu) než u měniče A. Proto napětí na vstupním kondenzátoru měniče B poklesne, u měniče A naopak vzroste. Cílem další analýzy bude analyticky vyjádřit, v jakém poměru se rozdělí sekundární proudy v situaci, kdy oba dílčí měniče mají kladná napětí na sekundárech, přičemž jsou tato napětí různá. Pokud bude měnič s vyšším vstupním napětím dodávat větší proud než druhý měnič, bude z jeho vstupního kondenzátoru čerpán větší proud, přičemž lze předpokládat, že se tím výše zmíněné rozvážení kapacitního děliče vykompenzuje.

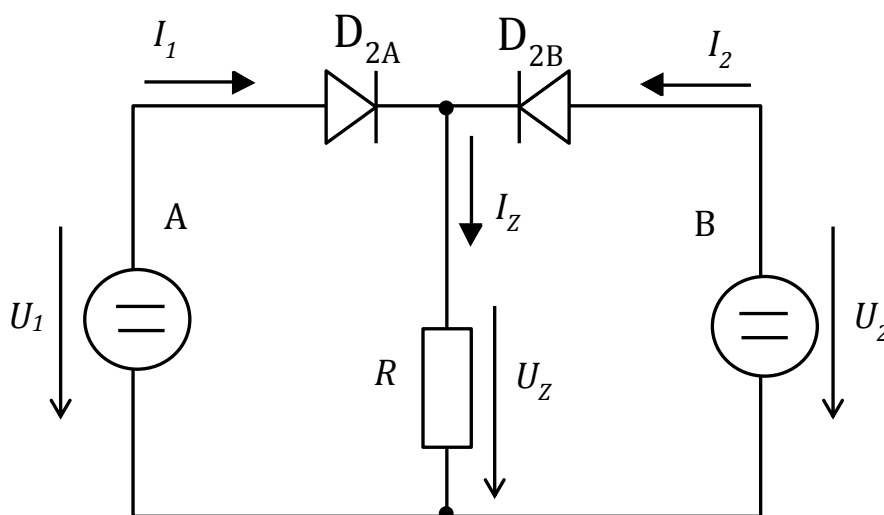


Obr. 2-5 Průběhy sekundárních proudů dílčích měničů

## 2.4 Paralelní zapojení více napěťových zdrojů

I když je závěr ke konci předešlé kapitoly intuitivní, přesné analytické vyjádření poměru v jakém budou proudy v pracovním stavu se ukázalo jako ne zcela jednoduché. Pracovním stavem bude v dalším textu myšlena současná přítomnost kladných napětí na obou sekundárech, přičemž napětí nemusí být nutně stejná. Jak bylo popsáno výše, kromě pracovního stavu může nastat i stav, kdy je kladné sekundární napětí pouze na jednom z měničů - nazváno jako stav nesymetrie. V době kdy není kladné sekundární napětí na žádném z měničů vede sekundární nulová dioda. Další analýza bude provedena pro pracovní stav.

Na Obr. 2-6 je zjednodušený model - napětí  $U_1$  představuje sekundární napětí měniče A,  $U_2$  pak měniče B. Pro pracovní stav lze uvažovat tato napětí konstantní. Proud  $I_1$ ,  $I_2$  pak představují sekundární proudy. Tlumivka ani výstupní kondenzátor zatím nebudou uvažovány, tím lze považovat i proudy za konstantní. Sekundární nulová dioda je v závěrném stavu, takže nemá žádný vliv. Výsledkem tohoto modelu je, že v případě  $U_1 = U_2$  se proud  $I_z$  rozdělí mezi dílčí měniče na poloviny, v případě  $U_1 > U_2$  převezme zdroj A celý proud  $I_z$ , přičemž zdroj B bude mít usměrňovací diodu v závěrném stavu, takže nebude dodávat žádný proud. Tím by se vykompenzovalo rouvážení kapacitního děliče. Tento závěr je příznivý, ale prakticky nepoužitelný, protože jednotlivé zdroje nelze považovat za ideální. V modelu je potřebné uvažovat vnitřní odpory zdrojů, protože ty umožní také stav, kdy proud dodávají oba zdroje i přes odlišná napětí.



Obr. 2-6 Model 1

Na Obr. 2-7 je model uvažující vnitřní odpory zdrojů, přičemž analýza bude nejprve provedena bez usměrňovacích diod. Pod vnitřním odporem si lze v tomto případě představit např. odpor vinutí transformátoru. Pro oba zdroje lze proto uvažovat  $R_i$  stejné. Dále bude zavedeno  $\Delta U = U_1 - U_2$ . Také pokud bude uvažováno  $U_1 > U_2$ , situace bude symetrická pro  $U_2 > U_1$ . Použitím Kirchhoffových zákonů lze odvodit poměr v jakém budou proudy:

$$I_2 = \frac{-R\Delta U + R_i U_2}{R_i^2 + 2R_i R} \quad (2.4-1)$$

$$I_1 = \frac{R\Delta U + R_i U_1}{R_i^2 + 2R_i R} \quad (2.4-2)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R(U_2 - U_1) + R_i U_2}{R(U_1 - U_2) + R_i U_1} = \frac{-R\Delta U + R_i U_2}{R\Delta U + R_i U_1} \quad (2.4-3)$$

Z toho vyplývá, že pokud bude  $U_1 = U_2$ , rozdělí se proudy v poměru 1:1. Pokud  $U_1 > U_2$ , bude rozdíl  $\Delta U$  kladný, tedy proud  $I_1$  bude kladný, ale proud  $I_2$  může být kladný nebo záporný. Když bude  $I_2$  kladný, z výše uvedené rovnice je vidět, že  $I_2/I_1 < 1$ , tedy proud  $I_1$  bude větší než  $I_2$ . Navíc, čím větší bude rozdíl napětí, tím větší bude rozdíl proudů, v důsledku čehož se  $\Delta U$  bude zmenšovat.

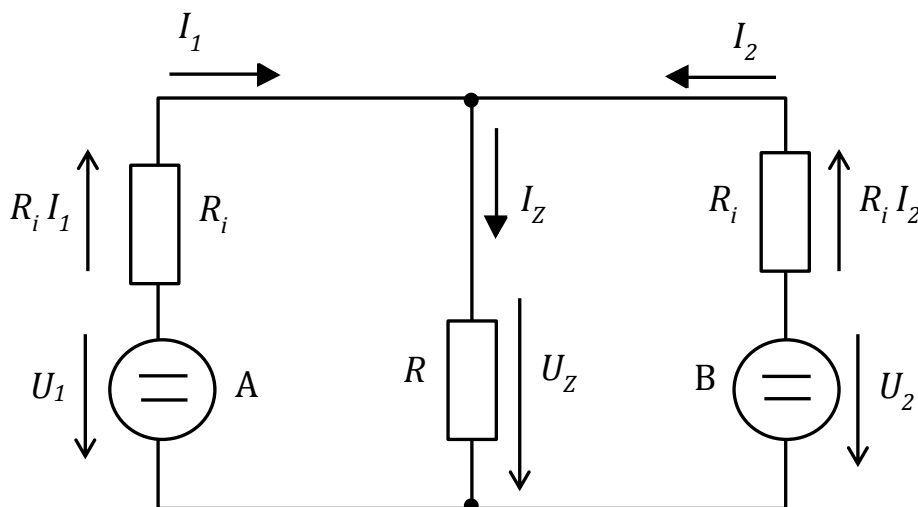
Když bude  $I_2$  záporný, znamená to, že má opačný směr oproti značení. Tím se zdroj B dostane do spotřebičového režimu. Z toho lze odvodit podmínku, aby proud  $I_2$  nebyl záporný, tedy aby do zátěže oba zdroje proud dodávaly:

$$I_2 = \frac{-R\Delta U + R_i U_2}{R_i^2 + 2R_i R} > 0 \quad (2.4-4)$$

Z toho lze odvodit:

$$\frac{R_i}{R} > \frac{\Delta U}{U_2} \quad (2.4-5)$$

Proto pokud mají oba zdroje proud dodávat, musí být splněna výše uvedená nerovnost.



Obr. 2-7 Model 2

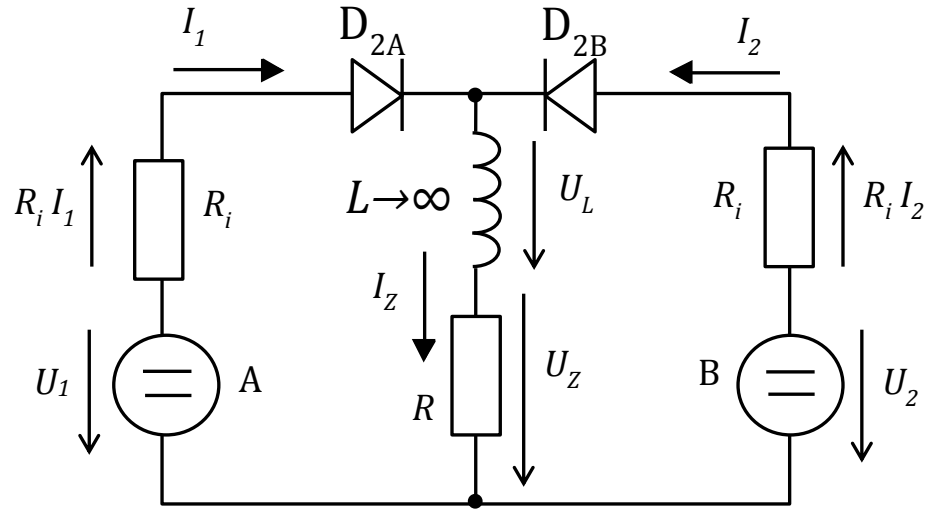
Necht' jsou teď do modelu na Obr. 2-7 přidány usměrňovací diody (bez obrázku). Pokud oba zdroje proud dodávají, přítomnost diod je zanedbatelná:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-R\Delta U + R_i(U_2 - U_F)}{R\Delta U + R_i(U_1 - U_F)} \cong \frac{-R\Delta U + R_i U_2}{R\Delta U + R_i U_1} \quad (2.4-6)$$

Napětí  $U_F$  představuje úbytek na diodách v propustném směru. Rozdíl nastane v případě, že nerovnost (2.4-5) nebude splněna. Místo toho, aby byl proud  $I_2$  záporný, se dostane dioda  $D_{2B}$  do závěrného stavu. Celý proud  $I_Z$  pak bude dodávat



pouze zdroj A, přičemž proud  $I_2$  bude nulový. Tím se bude vstupní kondenzátor zdroje A poměrně rychle vybíjet, čímž se  $\Delta U$  bude zmenšovat.



Obr. 2-8 Model 3

Výslední model po přidání tlumivky je na Obr. 2-8. Pokud se uvažuje dostatečně velká indukčnost, bude proud tlumivky narůstat s malou strmostí, proto jej lze považovat za přibližně konstantní. Rovnice (2.4-3) pak přejde do tvaru:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-R\Delta U + R_i(U_2 - U_L)}{R\Delta U + R_i(U_1 - U_L)} \quad (2.4-7)$$

Přičemž pro napětí  $U_L$  na tlumivce platí:

$$U_L = U_2 - R_i I_2 - U_Z = U_2 - I_1 R - I_2 (R + R_i) \quad (2.4-8)$$

$$U_L = U_1 - R_i I_1 - U_Z = U_1 - I_2 R - I_1 (R + R_i) \quad (2.4-9)$$

Je vidět, že pokud  $U_1 = U_2$ , proudy se rozdělí v poměru 1:1. Z uvedených rovnic však není celkem jasné chování soustavy v důsledku rozdílných napětí. Lze však dokázat, že pokud  $U_1 > U_2$ , pak bude platit rovněž  $I_1 > I_2$ :

$$I_1 > I_2 \quad (2.4-10)$$

$$R\Delta U + R_i(U_1 - U_L) > -R\Delta U + R_i(U_2 - U_L) \quad (2.4-11)$$

$$2R > -R_i \quad (2.4-12)$$

Nerovnice (2.4-12) platí určitě a proto musí platit i nerovnice, z které byla odvozena, tedy (2.4-10). Poměr proudů bude rovněž závislý na rozdílu napětí, což je výhodné.

Kvůli sekundárním usměrňovacím diodám nemůžou být proudy záporné. Aby ale bylo možné rozhodnout, kdy proud převezme pouze jeden zdroj, je potřeba zjistit, kdy by se jeden ze zdrojů dostal do spotřebičového režimu v případě bez diod. Tato situace je totožná s momentem, když se dioda jednoho zdroje dostane do závěrného stavu a tedy proud bude dodávat pouze druhý zdroj. Proto nebudou v některých úvahách diody uvažovány a rovněž budou proudy uvažovány i záporné.

Principiálně nemůžou být oba proudy  $I_1$  a  $I_2$  záporné. Také lze vyvodit nesmysl na základě rovnic (2.5-7,8,9), že pokud by  $I_1 < 0$  a zároveň  $I_2 < 0$ , platilo by  $U_1 + U_2 < 2U_L$  a zároveň  $U_1 > U_L$  a  $U_2 > U_L$ . Pokud se uvažuje  $U_1 > U_2$ , rovněž nemůže nastat, aby  $I_1 < 0$  a  $I_2 > 0$ . Zde lze vyvodit  $-R_i > 2R$ , což je nesmysl. Jediné dvě možné situace tedy jsou  $I_1 > 0$  a zároveň  $I_2 > 0$ , nebo  $I_1 > 0$  a zároveň  $I_2 < 0$ . Analogicky jako nerovnici (2.4-5) lze pak odvodit:

$$\frac{R_i}{R} > \frac{\Delta U}{U_2 - U_L} \quad (2.4-13)$$

Závěry z toho plynoucí jsou také analogické úvahám s uvažováním usměrňovacích diod, jak bylo popsáno dříve. V případě, že oba zdroje proud dodávají, bude platit  $U_L < U_1$  a zároveň  $U_L < U_2$ , takže rozdíl  $U_2 - U_L$  bude určitě kladný. Přítomnost  $U_L$  v nerovnici způsobí větší citlivost na  $\Delta U$ . Tím je myšleno, že stav, kdy převezme proud pouze jeden měnič, bude dosažen při nižší hodnotě  $\Delta U$ , což je výhodné.

Závěr je následující: Pokud se v důsledku rozdílné střídy rozváží napětí vstupních kondenzátorů, bude pak v pracovním stavu čerpán z měniče o větším vstupním napětí větší proud, než z druhého měniče. Přičemž poměr těchto proudů bude závislý na rozdílu vstupních napětí. Tím se bude kondenzátor o větším napětí vybíjet a rozdíl napětí zmenšovat. Rozdíl napětí  $\Delta U$  se ale zvyšuje pokaždé ve stavu nesymetrie. Pokud by výše popsaný mechanismus „nestíhal“ v rámci více period dorovnat  $\Delta U$ , při hodnotě  $\Delta U > (U_2 - U_L)(R_i/R)$  převezme plný proud  $I_Z$  měnič o větším vstupním napětí. Rozdíl  $\Delta U$  tím bude klesat, dokud nebude splněno  $\Delta U = (U_2 - U_L)(R_i/R)$ . Pak budou proud opět dodávat oba dílčí měniče. Tuto hodnotu  $\Delta U$  lze považovat za velmi malou, proto také budou proudy, které měniče dodávají téměř shodné po většinu doby trvání pracovního stavu za předpokladu mírné nesymetrie střídy.

Tím bylo dokázáno, že v rámci mnoha period se vstupní kapacitní dělič nerozváží a také po většinu trvání pracovního stavu budou proudy téměř stejné. Z toho vyplývá, že střední hodnoty proudů dílčích měničů budou stejné, takže součástky postačí dimenzovat ve střední hodnotě na polovinu proudu zátěže.

Špičkově je ale potřeba dimenzovat součástky na plnou hodnotu proudu zátěže, což může být nevýhoda zejména pro dimenzování výkonových tranzistorů.

V této kapitole bylo dokázáno, že při současném spínání tranzistorů by mělo být možné použít společnou tlumivku, bez nepříznivého rozvážení napětí na vstupním kapacitním děliči. V analýze však není možné uvažovat všechny reálné skutečnosti a také je zde využito více zjednodušení, proto je potřeba správnost ověřit experimentálně.

## 2.5 Současné spínání se dvěma dílčími tlumivkami

Zde je potřebné vyjít z rovnice, která vyjadřuje nárůst proudu na dílčí tlumivce v době magnetizace [1]:

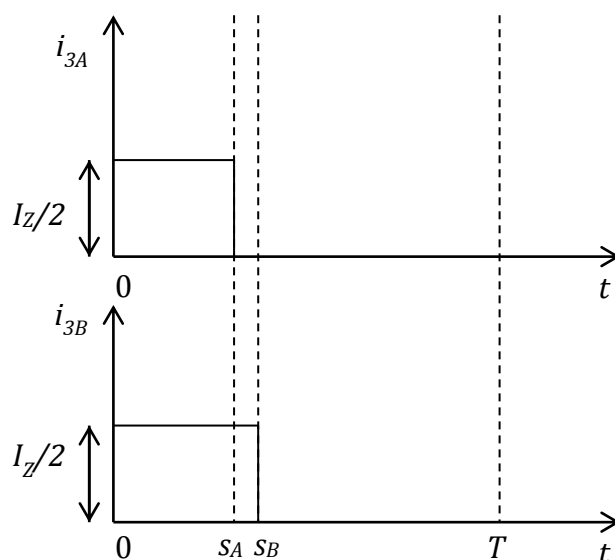
$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{U_{3sp} - U_Z}{L} \quad (2.5-1)$$

Napětí jsou konstantní, proto bude nárůst proudu lineární. Na Obr. 2-9 jsou uvedeny průběhy sekundárních proudů v jedné variantě nesymetrie střídavy. Pokud jsou sekundární napětí stejná, proudy tlumivek narůstají se stejnou strmostí, přičemž se proud zátěže rozdělí mezi dílčí měniče na stejné části. V době kdy napětí je přítomno pouze na sekundáru měniče B, bude proud jeho tlumivky dále narůstat, ale vzhledem k poměrně velké hodnotě indukčnosti a krátké době, lze proud uvažovat jako konstantní. Z kondenzátoru měniče B ale byl proud čerpán delší dobu, proto jeho napětí poklesne. Toho důsledkem pak bude, že proud měničem A bude v další periodě narůstat s větší strmostí kvůli větší hodnotě sekundárního napětí, u měniče B naopak s menší strmostí. Plocha pod grafem proudu v stavu nesymetrie představuje náboj, který byl odčerpán ze vstupního kondenzátoru měniče B. Lze předpokládat, že v důsledku odlišné strmosti nárůstu proudů v další periodě bude naopak větší náboj odčerpán z měniče A. Touto zpětnou vazbou se pak při malé nesymetrii střídavy napětí na vstupním kapacitním děliči nerozváží.

Výhodou je, že dílčí měniče postačí dimenzovat na střední i špičkovou hodnotu, která je rovna polovině proudu zátěže. Naopak nevýhodou je větší počet tlumivek i sekundárních nulových diod.

Pro návrh měniče v této práci byla zvolena právě tato topologie. Zapojení je uvedeno na Obr. C-1 v příloze této práce. Obsahuje 3 dílčí měniče, každý se společnou tlumivkou, přičemž tranzistory budou spínány současně. Díky výše popsané přirozené zpětné vazbě, která zaručí rovnoměrné rozdělení proudů, bude pro řídicí obvody stačit jedna podřízená proudová smyčka. Alternativou by bylo použití 3 podřízených proudových smyček. Všechny tranzistory budou spínány současně a pracují každý s vlastní tlumivkou do společného výstupního

kondenzátoru. Tím se jednotlivé identické dílčí měniče nebudou ovlivňovat - kromě výše popsané přirozené zpětné vazby. Při mírné nesymetrii střídý lze tuto přirozenou zpětnou vazbu zanedbat a uvažovat, že dílčí měniče pracují zcela samostatně, což se s výhodou využije při návrhu.



**Obr. 2-9 Průběhy sekundárních proudů dílčích měničů**

### 3 NÁVRH VÝKONOVÉ ČÁSTI

Návrh jednotlivých částí bude proveden podle [1], pokud není uvedeno jinak.

Návrh je proveden pro jmenovitý stav jednotlivých veličin. Vstupní údaje pro návrh (zvoleno nebo odhadnuto):

Tab. 3.1 Vstupní údaje pro návrh

Vstup měniče: $U_{dc} = 3 U_d = 900 \text{ V}$ $U_d = 300 \text{ V}$	Výstup měniče: $U_z = 24 \text{ V}$ regulovatelné (0-24) V $I_{zc} = 3 I_z = 10 \text{ A}$ proudové omezení (0-10) A $I_z = 3,34 \text{ A}$ $P_{\check{c}c} = 3 P_{\check{c}} = U_z I_{zc} = 240 \text{ W}$ $P_{\check{c}} = 80 \text{ W}$
Transformátor: $f = 50 \text{ kHz}$ $B_{max} - B_r = 0,3 \text{ T}$ $k_{pCu} = 0,35$ $k_{pFe} = 1$ $\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}$ $s_n = 0,35$ regulace (0-0,5) $\mu_r = 1500$	LC filtr: $\Delta I = 10\% I_z = 0,34 \text{ A}$ $\Delta U = 5 \text{ mV}$ $I_{max} = 3,6 \text{ A}$ $B_{max} = 0,32 \text{ T}$ $k_{pCu} = 0,5$ $k_{pFe} = 1$ $\sigma = 3 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}$ $\mu_r = 1500$

Dále budou navrženy jednotlivé části spínaného zdroje - výkonová část, budiče tranzistorů, řídicí obvody, vnitřní napěťový zdroj. Výkonová část pak představuje návrh impulsního transformátoru, dimenzování polovodičových součástek a návrh výstupního LC filtru.

Obvodový návrh sestává ze tří dílčích měničů, každý proveden identicky jako jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem. Na vstupu budou zapojeny do série přes kapacitní dělič. Každý měnič má pak samostatnou tlumivku přičemž budou pracovat paralelně do výstupního kondenzátoru. Schéma výkonové části je na Obr. B-1 v příloze práce. Při návrhu byly doplněny kondenzátory C2, C3, C5, ... pro zmenšení geometrické délky smyčky napájení-tranzistor-nulová dioda-napájení, tj. pro zmenšení její parazitní indukčnosti a tím omezení přepěťových špiček. Při konstrukčním návrhu pak bude potřeba umístit tento kondenzátor, tranzistor a primární nulovou diodu co nejblíže k sobě.

### 3.1 Impulsní transformátor

Nejdřív je potřebné zjistit minimální průřez jádra podle přenášeného činného výkonu:

$$S_o = S_j = \sqrt{\frac{P_{\Sigma}}{k_{pCu} \sigma f (B_{max} - B_r) \sqrt{s_n}}} = 113,48 \text{ mm}^2 \quad (3.1-1)$$

Z nabídky bylo vybráno jádro ETD 3913- CF139. Z rozměrů jádra byl dopočten průřez jádra a plocha okna. Střední délka siločáry byla odečtena z dokumentace jádra:

$$S_j = 128,68 \text{ mm}^2 \quad S_o = 234,3 \text{ mm}^2 \quad l_{Fe} = 92,2 \text{ mm}$$

Pak je možné zjistit potřebný počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_d}{2 f (B_{max} - B_r) S_{Fe}} = 78 \quad (3.1-2)$$

Podle rovnice (2.1-2) se pak při známém počtu primárních závitů určí počet sekundárních závitů:

$$N_2 = \frac{U_z N_1}{s_n U_d} = 18 \quad (3.1-3)$$

Je výhodné dále pracovat se známým převodem transformátoru:

$$K = \frac{N_2}{N_1} = 0,23 \quad (3.1-4)$$

Nyní lze přesněji zjistit hodnotu sekundárního napětí při magnetizaci a demagnetizaci:

$$U_2 = U_d K = \pm 69 \text{ V} \quad (3.1-5)$$

Dále je možné provést kontrolu magnetizačního proudu:

$$I_{\mu max} = \frac{U_d l_{Fe}}{2 f N_1^2 \mu_0 \mu_{rFe} S_{Fe}} = 0,19 \text{ A} \quad (3.1-6)$$

Přičemž primárem v době zapnutí poteče pracovní proud:

$$I_1 = K I_z = 0,76 \text{ A} \quad (3.1-7)$$

Je vidět, že magnetizační proud je značně nižší, než proud pracovní, což je vyhovující. Při volbě stejné proudové hustoty primáru i sekundáru lze odvodit, že okno se pro jednotlivá vinutí rozdělí na poloviny. Při výpočtu lze vycházet z požadované proudové hustoty -hospodárnější, ale snížil by se tím činitel plnění vinutí (důvodem je volba jádra s větší elektromagnetickou velikostí). Při výpočtu se proto vychází z požadovaného činitele plnění vinutí:

$$S_{Cu1} = \frac{k_{pCu} S_o}{2 N_1} = 0,5256 \text{ mm}^2 \quad (3.1-8)$$

$$S_{Cu2} = \frac{k_{pCu} S_o}{2 N_2} = 2,2779 \text{ mm}^2 \quad (3.1-9)$$

Těmto průřezům by odpovídaly tyto průměry vodičů:

$$d_{Cu1} = 2 \sqrt{\frac{S_{Cu1}}{\pi}} = 0,818 \text{ mm} \quad (3.1-10)$$

$$d_{Cu2} = 2 \sqrt{\frac{S_{Cu2}}{\pi}} = 1,703 \text{ mm} \quad (3.1-11)$$

Výběr vodičů je ještě potřeba korigovat podle vlivu skin efektu. Ten může způsobit, že proud nebude procházet celou plochou vodiče. Je potřebné vypočítat hloubku vniku podle pracovní frekvence a materiálu vodiče (měď-  $\rho_{Cu} = 0,018 \mu\Omega\text{m}$ ,  $\mu_r = 0,999$ ,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$  [2]):

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{2 \rho_{Cu}}{\omega \mu}} = \sqrt{\frac{2 \rho_{Cu}}{2 \pi f \mu_0 \mu_{rFe}}} = 0,302 \text{ mm} \quad (3.1-12)$$

Pak je možné vybrat vodič pro primární a sekundární vinutí, přičemž musí platit:

$$d_{Cumax} \leq 2 \delta_{Cu} = 0,604 \text{ mm} \quad (3.1-13)$$

Pokud by byl teoreticky vybrán vodič o maximálním průřezu, platilo by:

$$S_{Cumax} = \pi \delta_{Cu}^2 = 0,2865 \text{ mm}^2 \quad (3.1-14)$$

Vybrat vodič o větším průřezu by znamenalo, že jeho plocha nebude celkem využita, což je pak potřeba zohlednit při kontrole proudové hustoty a činitele plnění. Porovnáním s požadovanými plochami pro primární a sekundární vinutí je vidět, že bude potřeba rozdělit vinutí na víc paralelních vodičů. Po volbě skutečného (výsledného) průměru vodičů  $d_{Cu1v}$ ,  $d_{Cu2v}$  se pak počet paralelních vodičů určí:

$$S_{Cu1v} = \pi \left( \frac{d_{Cu1v}}{2} \right)^2 \quad M_1 = \frac{S_{Cu1}}{S_{Cu1v}} \quad (3.1-15 \text{ a,b})$$

$$S_{Cu2v} = \pi \left( \frac{d_{Cu2v}}{2} \right)^2 \quad M_2 = \frac{S_{Cu2}}{S_{Cu2v}} \quad (3.1-16 \text{ a,b})$$

Následně lze provést zpětnou kontrolu pro činitel plnění a proudovou hustotu, kde je potřebné dopočítat efektivní hodnoty proudů:

$$k_{pCu} = \frac{M_1 N_1 S_{Cu1v} + M_2 N_2 S_{Cu2v}}{S_o} \quad (3.1-17)$$

$$I_{ef2} = I_{ef2} \sqrt{s_n} = 1,972 \text{ A} \quad (3.1-18)$$

$$I_{ef1} = I_{ef2} K = 0,454 \text{ A} \quad (3.1-19)$$

$$\sigma = \frac{I_{ef1}}{S_{Cu1v}} = \frac{I_{ef2}}{S_{Cu2v}} \quad (3.1-20)$$

Pro zjednodušení konstrukce byl pro primár zvolen vodič o průměru  $d_{Cu1v} = 0,7 \text{ mm}$  a pro sekundár vysokofrekvenční lanko Rupalit o celkovém průřezu  $S_{Cu2v} = 1,41 \text{ mm}^2$ . Při vodiči pro primár, platí  $d_{Cu1v} > d_{Cumax}$ , pro další výpočty je

tedy potřebné uvažovat pouze využitou plochu mědi, proto  $S_{Cu1v} = S_{Cumax} = 0,2865 \text{ mm}^2$ . Vzhledem k dostatečné rezervě kvůli většímu jádru je toto řešení přijatelné. Pak lze zpětně zkontrolovat:

$$k_{pCu} = \frac{N_1 S_{Cu1v} + N_2 S_{Cu2v}}{S_o} = 0,2 \quad (3.1-21)$$

$$\sigma_1 = \frac{I_{ef1}}{S_{Cu1v}} = 1,585 \text{ A/mm}^2 \quad \sigma_2 = \frac{I_{ef2}}{S_{Cu2v}} = 1,399 \text{ A/mm}^2 \quad (3.1-22 \text{ a,b})$$

Proudové hustoty vycházejí blízké, což odpovídá předpokladům. Při volbě většího jádra a zachování ostatních parametrů musí podle vzorce (3.1-1) nutně vyjít součinn  $k_{pCu}$   $\sigma$  menší než původní, což odpovídá výsledným hodnotám.

## 3.2 Dimenzování polovodičových součástek

V této kapitole je provedeno proudové a napětové dimenzování polovodičových součástek:

- U všech součástek se určí špičková, střední a efektivní hodnota proudu a závěrné napětí.
- Pak se vybere součástka tak, aby žádná z uvedených hodnot nebyla překročena.

Střední a efektivní hodnota bude dále použita k výpočtu ztrát způsobených vedením proudu a následnému výpočtu chlazení součástek. Nahradíme-li VA-charakteristiku v propustném směru lomenou přímkou, lze ztráty vedením určit [3]:

$$P_{ztr} = U_p I_{stř} + R_d I_{ef}^2 \quad (3.2-1)$$

Přičemž prahové napětí  $U_p$  a diferenciální odpor  $R_d$  je potřeba vyčíst z katalogového listu dané součástky. Rovnice (3.2-1) platí pro diody a tranzistory IGBT. Jedná-li se pak o bipolární, nebo MOS-FET tranzistor, mezní přímkou nemá v počátku prahové napětí a proto je první člen rovnice (3.2-1) nulový:

$$P_{ztr} = R_d I_{ef}^2 \quad (3.2-2)$$

Jmenovitá hodnota proudu diod je hodnota střední, u tranzistorů je to hodnota špičkového opakovatelného proudu (vymezující pracovní oblast) [3].

### 3.2.1 Sekundární usměrňovací dioda D<sub>2</sub>

$$I_{sp} = I_z + \Delta I = 3,7 \text{ A} \quad I_{ef} = I_z \sqrt{s_n} = 2 \text{ A} \quad (3.2-3 \text{ a,b})$$

$$I_{stř} = I_z s_n = 1,2 \text{ A} \quad U_{KAmax} = \frac{U_z}{s_n} = 69 \text{ V} \quad (3.2-4 \text{ a,b})$$



Z nabídky byla vybrána dioda MUR1560G s těmito parametry:

$$U_{KAmax} = 600 \text{ V} \quad I_n = 15 \text{ A} \quad \text{pouzdro TO 220}$$

$$U_p = 0,45 \text{ V} \text{ pro } T_j = 100^\circ\text{C}$$

Proudově by stačila i dioda s menším jmenovitým proudem, ale z důvodu osvědčenosti byla zvolena právě tato dioda. Napětově je nutno uvažovat dostatečnou rezervu z důvodu přepětových špiček při přechodných dějích vlivem parazitní indukčnosti (v tomto případě rozptylová indukčnost transformátoru).

Dále se linearizuje VA-charakteristika pro pracovní oblast pro určení  $R_d$ :

$$R_d = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} = \frac{0,7 - 0,45}{2 - 0,1} = 0,14 \, \Omega \quad (3.2-5)$$

Ztráty vedením proudu na sekundární usměrňovací diodě mají podle vzorce (3.2-1) hodnotu  $P_{ztr} = 1,1 \text{ W}$ .

### 3.2.2 Sekundární nulová dioda D02

$$I_{sp} = I_z + \Delta I = 3,7 \text{ A} \quad I_{ef} = I_z \sqrt{(1 - s_n)} = 2,7 \text{ A} \quad (3.2-6 \text{ a,b})$$

$$I_{stř} = I_z (1 - s_n) = 2,2 \text{ A} \quad U_{KAmax} = \frac{U_z}{s_n} = 69 \text{ V} \quad (3.2-7 \text{ a,b})$$

Na toto místo byla opět vybrána dioda MUR1560G ze stejných důvodů, jako bylo uvedeno výše. Ztráty vedením proudu na sekundární nulové diodě mají podle vzorce (3.2-1) hodnotu  $P_{ztr} = 2,01 \text{ W}$ .

### 3.2.3 Tranzistor T

$$I_{sp} = I_{\mu max} + I_z K = 1 \text{ A} \quad I_{ef} = I_z K \sqrt{s_n} = 0,5 \text{ A} \quad (3.2-8 \text{ a,b})$$

$$I_{stř} = I_z K s_n = 0,3 \text{ A} \quad U_{KAmax} = U_d = 300 \text{ V} \quad (3.2-9 \text{ a,b})$$

Z nabídky byl vybrán tranzistor MOS-FET typu FCPF400N60 s těmito parametry:

$$U_{DS} = 600 \text{ V} \quad I_n = 6,3 \text{ A} (T_c = 100^\circ\text{C}) \quad \text{pouzdro TO 220}$$

$$R_d = 1,08 \, \Omega (I_D = 1 \text{ A}, T_j = 100^\circ\text{C})$$

$$t_{on} = 13 \text{ ns} \quad t_{off} = 43 \text{ ns}$$

Proudově by opět pravděpodobně postačil tranzistor s menším jmenovitým proudem, ale z důvodu osvědčenosti byl vybrán tento tranzistor. Napětově je opět potřeba uvažovat rezervu kvůli parazitní indukčnosti. Ztráty vedením proudu na výkonovém tranzistoru mají podle vzorce (3.2-2) hodnotu  $P_{ved} = 0,27 \text{ W}$ .

Na tranzistoru se dále určí přepínací ztráty. Na základě tvaru zapínací a vypínací energie lze provést kvalifikovaný odhad [3]:

$$W_{off} \cong \frac{1}{4} U_d I_z t_{off} \quad W_{on} \cong \frac{1}{4} U_d I_z t_{on} \quad (3.2-10 \text{ a,b})$$

Přičemž  $U_d$  je mezilehlé napětí, které tranzistory spínají,  $I_z$  je hodnota proudu do které tranzistory spínají. Z Obr. 2-2 lze vidět, že proud tranzistorem je shodný s  $i_1$

v době magnetizace, jindy je nulový. Vzhledem k tomu, že zapínací i vypínací doba je řádově menší než doba magnetizace, lze pro vypínací děj (konec magnetizace) uvažovat  $I_z = I_{sp} = I_{\mu max} + I_z K$ . Pro zapínací děj (začátek magnetizace) by teoreticky  $I_z = I_z K$ . Rozptylová indukčnost transformátoru ale brání nárůstu proudu, proto bude pro zapínací děj  $I_z \cong 0$ . Zapínací ztráty lze proto zanedbat. Mezilehlé napětí, které tranzistor spíná, je  $U_d = 300$  V. Ztrátová energie vypínání je uvolňována jako teplo jednou za pracovní periodu. Přepínací ztráty se pak vypočtou:

$$P_{prep} = \frac{1}{T} W_{off} = \frac{1}{T} \frac{1}{4} U_d I_z t_{off} = 0,2 \text{ W} \quad (3.2-11)$$

Celkový ztrátový výkon na tranzistoru se pak vypočte:

$$P_{ztr} = P_{ved} + P_{prep} = 0,47 \text{ W} \quad (3.2-12)$$

### 3.2.4 Primární nulová dioda $D_0$

$$I_{sp} = I_{\mu max} + I_z K = 1 \text{ A} \quad I_{ef} = I_z \sqrt{\frac{s_n}{2}} = 0,08 \text{ A} \quad (3.2-13 \text{ a,b})$$

$$I_{stř} = I_{\mu max} \frac{s_n}{2} = 0,04 \text{ A} \quad U_{KAmax} = U_d = 300 \text{ V} \quad (3.2-14 \text{ a,b})$$

Teoreticky dioda vede pouze demagnetizační proud, ale vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru je špičkový proud vyšší o druhý člen rovnice (3.2-13 a,b). Na toto místo byla opět vybrána dioda MUR1560G. Ztráty vedením proudu na primární nulové diodě mají podle vzorce (3.2-1) hodnotu  $P_{ztr} = 0,02 \text{ W}$ .

## 3.3 LC filtr a vstupní kapacitní dělič

### 3.3.1 Tlumivka

Nejprve je potřebné určit špičkovou hodnotu napětí na sekundární nulové diodě:

$$U_{3sp} = \frac{U_z}{s_n} = 69 \text{ V} \quad (3.3-1)$$

Teď je možné určit požadovanou hodnotu indukčnosti podle největšího dovoleného zvlnění proudu:

$$L = \frac{U_{3sp}}{2 f \Delta I} (1 - s_n) s_n = 458,82 \text{ } \mu\text{H} \quad (3.3-2)$$

Dále je možné určit minimální průřez jádra podle požadované indukčnosti. Vzhledem k relativně malému zvlnění oproti střední hodnotě, lze se na průběh proudu dívat jako na konstantní. Proto v rovnici (3.3-3) pro zjednodušení se bude uvažovat špičková hodnota proudu rovna efektivní hodnotě:

$$S_o = S_j = \sqrt{\frac{L I_{max} I_{ef}}{B_{max} \sigma k_{pFe} k_{pCu}}} = 114,39 \text{ mm}^2 \quad (3.3-3)$$

Na toto místo bylo opět vybráno jádro ETD 3913- CF139 takže dál se bude pracovat s těmito parametry:

$$S_j = 128,68 \text{ mm}^2 \quad S_o = 234,3 \text{ mm}^2 \quad l_{Fe} = 92,2 \text{ mm}$$

Nyní lze určit výslednou indukčnost tlumivky podle skutečných rozměrů:

$$L_v = \frac{S_j S_o B_{max} \sigma k_{pFe} k_{pCu}}{I_{max} I_{ef}} = 1,08 \text{ mH} \quad (3.3-4)$$

Tlumivka bude mít výsledně větší indukčnost, což se projeví ještě menším zvlněním proudu, což je výhodné. Je to důsledkem toho, že skutečné jádro má větší elektromagnetickou velikost než je požadované - fyzicky větší jádro by mohlo být nežádoucí. Nicméně pro tuto aplikaci je to přijatelné. Dále je možné určit počet závitů tlumivky:

$$N = \frac{L_v I_{max}}{B_{max} S_{Fe}} = 97 \quad (3.3-5)$$

Tlumivka bude realizována se vzduchovou mezerou, která se využívá pro zmenšení fyzické velikosti tlumivky při zachování požadovaných parametrů. Délka vzduchové mezery se určí:

$$l_v = \frac{N I_{max} \mu_0}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} = 1,348 \text{ mm} \quad (3.3-6)$$

Reálné jádro bude mít jednu vzduchovou mezeru o ploše jádra  $S_j$  a k ní v sérii paralelní kombinaci dvou vzduchových mezer o poloviční ploše. Výše vypočtená délka vzduchové mezery je pro magnetický odpor o ploše jádra, který se dostane zjednodušením všech vzduchových mezer. Z porovnání pak vyplývá, že fyzická délka vzduchové mezery bude poloviční oproti výše vypočtené. Nyní je možné určit požadovaný průřez vodiče pro tlumivku. Návrh bude vycházet z požadovaného činitele plnění:

$$S_{Cu} = \frac{S_o}{N} k_{pCu} = 1,208 \text{ mm}^2 \quad (3.3-7)$$

Požadovaný průměr vodiče pak bude:

$$d_{Cu} = 2 \sqrt{\frac{S_{Cu}}{\pi}} = 1,24 \text{ mm} \quad (3.3-8)$$

Skutečný(výsledný) průměr vodiče byl zvolen  $d_{cuv} = 1 \text{ mm}$ . Průřez vodiče pak bude:

$$S_{cuv} = \pi \left( \frac{d_{cuv}}{2} \right)^2 = 0,7854 \text{ mm}^2 \quad (3.3-9 \text{ a,b})$$

Vliv skinefektu není třeba uvažovat, protože na tlumivce je proud téměř hladký - stejnosměrný. Dále je možné provést zpětnou kontrolu činitele plnění vinutí a proudové hustoty:

$$k_{pCu} = \frac{N S_{Cuv}}{S_o} = 0,325 \quad (3.3-10)$$

$$\sigma = \frac{I_{ef}}{S_{Cuv}} = 4,2 \text{ A/mm}^2 \quad (3.3-11)$$

Tato hodnota proudové hustoty je poměrně vysoká, ale vzhledem k velikosti tlumivky přijatelná. Volba průřezu vinutí nijak neovlivní výslednou indukčnost a tím ostatní parametry. Následující relace dokazuje, že součin  $k_{pCu} \sigma$  ve vztahu (3.3-1) zůstane zachován:

$$k_{pCu} \sigma = \frac{N S_{Cuv}}{S_o} \frac{I_{ef}}{S_{Cuv}} = \frac{N I_{ef}}{S_o} \quad (3.3-12)$$

Dále je potřeba provést kontrolu realizovatelnosti vzduchové mezery:

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad 0,061 < 1,348 \ll 11,344 \quad (3.3-13)$$

Je vidět, že nerovnost je splněna. Nyní lze zjistit skutečné zvlnění proudu:

$$\Delta I = \frac{U_{3\dot{s}p}}{2 f L_v} (1 - s) s \quad \Delta I(s = s_n = 0,35) = 0,144 \text{ A} \quad (3.3-14 \text{ a,b})$$

$$\Delta I(s = s_{max} = 0,5) = 0,159 \text{ A} \quad (3.3-15)$$

Jak bylo předpokládáno zvlnění proudu bude menší (přibližně poloviční) než bylo požadováno. Tím se sníží i proudové namáhání výstupního kondenzátoru.

### 3.3.2 Výstupní kondenzátor

Požadovaná hodnota kapacity výstupního kondenzátoru se vypočítá:

$$C = \frac{(1 - s_n) s_n U_{3\dot{s}p}}{8 f^2 L_v 2 \Delta U} = 72,222 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.3-16)$$

Při konstrukci se využijí elektrolytické kondenzátory. Pro potlačení parazitního odporu a indukčnosti daných kondenzátorů se využije paralelního zapojení 5 elektrolytických kondenzátorů o kapacitě 100  $\mu\text{F}$ . Také se k nim paralelně zapojí další 3 keramické kondenzátory o kapacitě 100nF. Pro vyšší výstupní napětí by se místo keramických použily bezindukční polypropylénové kondenzátory. Výsledná kapacita tedy bude přibližně:

$$C_v = 500 \text{ } \mu\text{F} \quad (3.3-17)$$

Nyní se známou hodnotou skutečné kapacity výstupního kondenzátoru lze zpětně provést kontrolu zvlnění napětí:

$$\Delta U = \frac{(1 - s_n) s_n U_{3\dot{s}p}}{8 f^2 L_v 2 C_v} = 0,727 \text{ mV} \quad (3.3-18)$$

Výsledné zvlnění bude menší (přibližně sedmina) oproti požadovanému, což je příznivé. LC filtr se nesmí naladit do rezonance, proto je potřeba provést kontrolu vlastního kmitočtu filtru podle Thomsonova vztahu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_v C_v}} = 216,58 \text{ Hz} \ll f = 50 \text{ kHz} \quad (3.3-19)$$

Je vidět, že vlastní kmitočet filtru je mnohem nižší, než pracovní kmitočet, proto nehrozí naladění do rezonance.

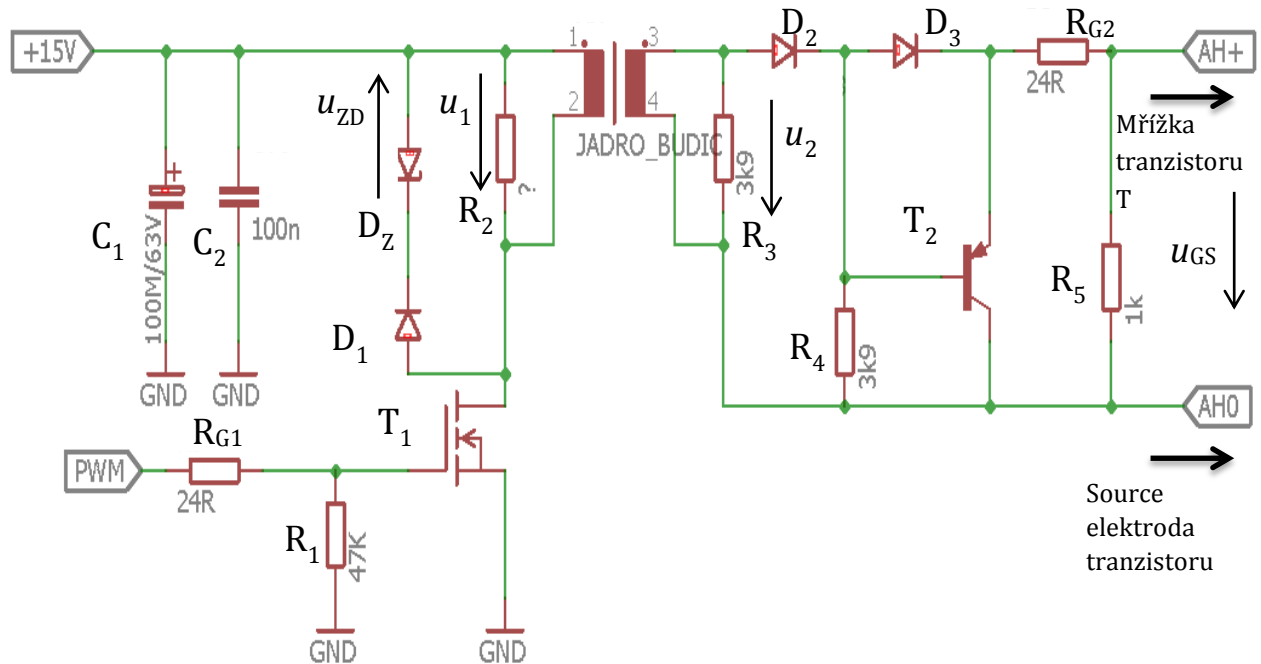
### 3.3.3 Vstupní kapacitní dělič

Pro kapacitní dělič se použijí kondenzátory RUBYCON o výdržném napětí  $U = 450 \text{ V}$  a kapacitě  $C = 220 \mu\text{F}$ .

## 3.4 Návrh budiče tranzistoru T

Budič tranzistoru MOS-FET je proveden jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Zde je demagnetizační energie ztrátově proměňována na teplo v Zenerově diodě. Měnič však nebude přenášet velký výkon. Rychlost demagnetizace je určena velikostí Zenerova napětí  $U_{ZD}$ . Budič bude napájen napětím  $U_d = 15 \text{ V}$ . Měnič je využit pro realizaci galvanicky oddělených řídicích impulzů pro řízení výkonových tranzistorů MOS-FET. Povel i energie pro zapnutí je tím přenášena současně. Návrh je proveden podle [1].

Na sekundáru transformátoru je zapojen obvod, který bude tranzistor zapínat napětím na hradlu  $U_{GS} = +15 \text{ V}$ . Tranzistor bude vypínán pouze nulovým napětím (nikoli záporným), což je pro tranzistory MOS-FET přijatelné. Při vypnutí tranzistor PNP pak rychle vybijí parazitní kapacitu  $C_{GS}$ . Před mřížku je pak zapojen odpor  $R_G$ , který zapínací a vypínací děj zpomaluje. Jeho hodnota je doporučena výrobcem daného tranzistoru [1].



Obr. 3-1: Schéma budiče pro tranzistor MOS-FET (převzato z [4])

Při návrhu transformátoru pro měnič není cílem najít optimální velikost jádra pro daný přenášený výkon (ten je poměrně malý). Jádro je tedy předem zvoleno. Cíl návrhu bude najít počet závitů na primáru  $N_1$  tak, aby vznikl při demagnetizaci na Zenerově diodě činný (střední) výkon o malé zvolené hodnotě  $P_{ZDmax}$ .

Konstrukční řešení jádra transformátoru je převzato z [5]. Jádro jednoho budiče bude pozostávat ze dvou slepených toroidních jader. Parametry jednoho toroidního jádra:

$$d_{in} = 6,8 \text{ mm} \quad d_{out} = 13,4 \text{ mm} \quad h = 5,3 \text{ mm}$$

Jelikož je jádro natřené izolační barvou, byl určen průřez aktivní plochy (železa) dvou slepených toroidů odhadem na  $S_{Fe} = 32 \text{ mm}^2$ .

Indukčnost slepeného jádra byla určena měřením při 10 navinutých závitech. Konstanta indukčnosti se pak určí:

$$L_p = 318,6 \text{ } \mu\text{H} \quad A_L = \frac{L_p}{N^2} = 3,186 \text{ } \mu\text{H/z}^2 \quad (3.4-1 \text{ a,b})$$

Dále byla na místo  $D_Z$  zvolena Zenerova dioda BZY 020 o následujících parametrech:

$$U_{ZD} = 20 \text{ V} \quad P_{ZD} = 2 \text{ W} \quad I_{ZD} = 100 \text{ mA}$$

Nyní je možné určit maximální střidu, se kterou je schopen budič pracovat:

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_d} = 0,57 \quad (3.4-2)$$

Je vidět, že budič je schopen pracovat s plným regulačním rozsahem  $s = 0 - 0,5$ , přičemž má ještě jistou rezervu. Dále je potřeba určit počet závitů. Zde je možné navrhovat podle zvoleného ztrátového výkonu Zenerovy diody a pak zpětně ověřit rozdíl magnetické indukce v jádru. Bezpečnější je však opačný přístup. Jelikož materiál z kterého je jádro vyrobeno, není přesně znám, bylo pro jádro zvoleno:

$$B_{max} - B_r = 0,28 \text{ T} \quad (3.4-3)$$

Z toho je pak možné vypočíst potřebný počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_d}{2 f S_{Fe}(B_{max} - B_r)} = 16,74 \Rightarrow 17 \quad (3.4-4)$$

Nyní lze zpětně ověřit ztrátový výkon na Zenerově diodě:

$$P_{ZDmax} = \frac{U_d^2 s_{max}^2}{2 f N_1^2 A_L} = 0,79 \text{ W} \quad (3.4-5)$$

Kvůli tepelné rezervě se uvažuje, že bude dioda pracovat se ztrátovým výkonem nejvíc  $P_{ZDmax} = 1 \text{ W}$ . Návrh proto vyhověl. Napětí na sekundáru je potřeba uvažovat větší o úbytky na diodách a rezistoru. V čase magnetizace je napětí primáru rovno napájecímu napětí. Počet sekundárních závitů se pak vypočte:

$$U_2 = 16,5 \text{ V} \quad N_2 = N_1 \frac{U_2}{U_1} = 18,7 \Rightarrow 19 \quad (3.4-6)$$

Zde je jasná relace. Mezi rozdílem magnetické indukce ( $B_{max} - B_r$ ) a ztrátovým výkonem  $P_{ZDmax}$  platí přímá úměra. Čím větší jsou tyto hodnoty, tím nižší počet primárních a tím i sekundárních závitů vychází. Zvolit je vysoké je tedy výhodné z hlediska výroby a snížení rozptylové indukčnosti. Naopak nesmí se přesáhnout povolené meze ani pro magnetickou indukci ani pro ztrátový výkon. Průřez vodiče se předpokládá malý - proud tekoucí transformátorem nabíjí kapacitu přechodu  $C_{GS}$  a taky poteče rezistorem sekundárního obvodu, které mají poměrně velkou hodnotu.

Obvodový návrh obsahuje následující náležitosti:

- Na výstupu budiče bude již výše uvedený tranzistor MOS-FET typu FCPF400N60. Každý spínací tranzistor bude mít svůj vlastní budič.
- Kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  slouží k potlačení přepětových špiček. Kondenzátor  $C_2$  je dále při konstrukčním návrhu potřeba umístit fyzicky co nejbliž k Zenerově diodě  $D_z$ , diodě  $D_1$  a tranzistoru  $T_1$ . Tím se zmenší fyzická délka smyčky a tím i její parazitní indukčnost.
- Tranzistor  $T_1$  bude řízen signálem z PWM integrovaného obvodu s napětím při zapnutí o hodnotě 15 V. Na místo  $T_1$  byl vybrán tranzistor MOS-FET typu BS 170 s těmito parametry:

$$U_{DS} = 60 \text{ V}$$

$$I_D = 0,5 \text{ A}$$

$$R_{DSon} = 5 \Omega$$

- Odpory  $R_{G1}$  a  $R_{G2}$  slouží k zpomalení zapínacího a vypínacího děje tranzistorů. Hodnota je doporučena výrobcem - pro oba tranzistory je to  $25 \Omega$ .
- Odpory  $R_1$  a  $R_5$  složí k spojení mřížky tranzistorů s jejich source elektrodou. Při možném mechanickém poškození spoje řídicí elektrody mřížka nesmí zůstat nepřipojená.
- Na místo  $T_2$  byl vybrán signálový PNP tranzistor typu BC557A.
- Na místo  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  byla vybrána dioda typu 1N4148.
- Odpory  $R_2$  a  $R_3$  slouží k omezení zákmitů napětí při přechodných dějích. Indukčnost transformátoru spolu s parazitní mezizávitovou kapacitou tvoří paralelní rezonanční obvod. Odpory zapojené paralelně budou tvořit tlumení. Jejich přesná hodnota bude zjištěná zkusmo při oživování.



## 4 NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ

### 4.1 Základní požadavky

Mezi základní požadavky pro řídicí obvody spínaných zdrojů patří [1]:

- Statická přesnost.
- Kvalita a rychlost odezvy na skok řídicího signálu.
- Kvalita a rychlost odezvy na skok proudu zátěže.
- Kvalita a rychlost odezvy na skok vstupního mezilehlého napětí.
- Kvalita a rychlost proudového omezení při přetížení a zkratech na výstupu.
- Rychlý a stabilní přechod z jednoho typu regulace na jiný- např. přechod z režimu konst. proudu do režimu napětového omezení.
- Rovnoměrné rozdělení proudu zátěže při paralelním chodu více měničů do společné zátěže.

Důvody pro galvanické oddělení primární a sekundární strany zdroje [1]:

- EMC napájecí sítě ↔ zátěž.
- Pokud existuje potenciálový rozdíl mezi zdrojem energie na vstupu měniče a zátěží na výstupu měniče.

Galvanickým oddělením se myslí izolační bariéra o elektrické pevnosti 2 kV při 50 Hz. Mezi primární a sekundární stranou je nutné galvanicky oddělit přenos [1]:

- Užitečné energie - výkonovým impulsním transformátorem.
- Impulsní řídicí signály - impulsním transformátorem.
- Analogové řídicí signály - optočleny nebo izolační zesilovače.
- Vnitřní napájecí napětí pro řídicí obvody - impulsním nebo síťovým transformátorem.

Pro přenos řídicích signálů je možno využít dvě základní strategie [1]:

- Systém s řídicími obvody umístěnými na sekundární straně (použit při tomto návrhu).
- Systém s řídicími obvody umístěnými na primární straně.

### 4.2 Obvodový návrh řídicích obvodů

Návrh je proveden podle [1]. Bude zde využita kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Obvodový návrh řídicích obvodů je proveden podle [4]. Schéma je uvedeno na Obr. A-1 v příloze práce.

Zpětnovazební vstupy pro řídicí obvody budou představovat napětí z bočníku (snímá proud filtrační tlumivky) a napětí z napětového děliče na výstupu. Vstupy žádaných veličin představují napětí z potenciometrů. Výstup řídicích obvodů bude signál (0-5) V pro PWM integrovaný obvod. Řídicí obvody jsou realizované analogově pomocí operačních zesilovačů (zde označeno IC).

Bočníkem prochází stejný proud jako tlumivkou. Pro řídicí obvody bude snímáno napětí na bočníku, přičemž je bočník na opačné straně uzemněn. Při odporu bočníku  $0,01 \Omega$  pak bude při maximálním proudu zátěží 10 A napětí na bočníku -100 mV. Signál je pak přiveden na dolní propust pro odfiltrování rušení. Signál je pak zesílen na -8 V pomocí zesilovače IC1A. Z něj je pak výstup zaveden do součtového členu R55 R56 před PI regulátorem. Zde je využit IC2A pracující v invertujícím zapojení. Přesné hodnoty odporu R57 a kondenzátoru C57 budou zjištěny při oživování. Dioda D31 je použita pro horní omezení výstupního signálu. Za PI regulátorem proudu je pak IC5A který zeslabuje a invertuje výstup regulátoru. Dioda D32 je použita pro dolní omezení výstupního signálu IC5A. Výstup zesilovače IC5A je pak vyveden jako vstup pro PWM integrovaný obvod.

Přepínač označený PR slouží pro přepínání mezi režimem napětové regulace a režimem proudové regulace. Výstup vnitřního napětového zdroje o hodnotě 9 V je přiveden paralelně na tři dolní propusti pro filtraci rušení a dál na potenciometry P1, P2 a P3. Napětí snímané na potenciometrech pak tvoří žádané hodnoty veličin reprezentované napětím (0-8) V. V režimu proudové regulace lze nastavit žádanou hodnotu proudu pomocí potenciometru P1. V režimu regulace napětí je požadována hodnota napětí nastavena potenciometrem P2. V případě regulace napětí je žádaná hodnota proudu přiváděna z nadřízené napětové smyčky. IC2B v neinvertujícím zapojení jako sledovač slouží k impedančnímu oddělení signálu před součtovým členem R55, R56.

Signál z napětového děliče R1, R2 představuje skutečnou hodnotu napětí na výstupu. Při maximálním napětí 24 V bude na děliči 8 V. Kondenzátor C55 pak s děličem tvoří dolní propust pro odfiltrování rušení. Dále je signál invertován zesilovačem IC1B a přiveden na součtový člen R47, R63 před PI regulátorem napětí. IC3A tvoří impedanční oddělení žádané hodnoty napětí od součtového členu. Jako PI regulátor napětí je použit IC4A v invertujícím zapojení. Zde se také PI regulátor naladí při oživování. Dioda D33 je použita pro horní omezení výstupního signálu. IC4B dále zeslabuje a invertuje signál z PI regulátoru napětí. IC3B zapojen jako sledovač pak tvoří s diodou D34 obvod proudového omezení. Potenciometrem P3 lze pak zadávat požadovanou hodnotu proudového omezení.

Operační zesilovače (IC) jsou typu TL072P, které jsou napájeny z vnitřního napájecího zdroje. Diody řídicích obvodů jsou typu 1N4148.

**Obr. 4-1: Schéma zapojení obvodu PWM (převzato z [4])**

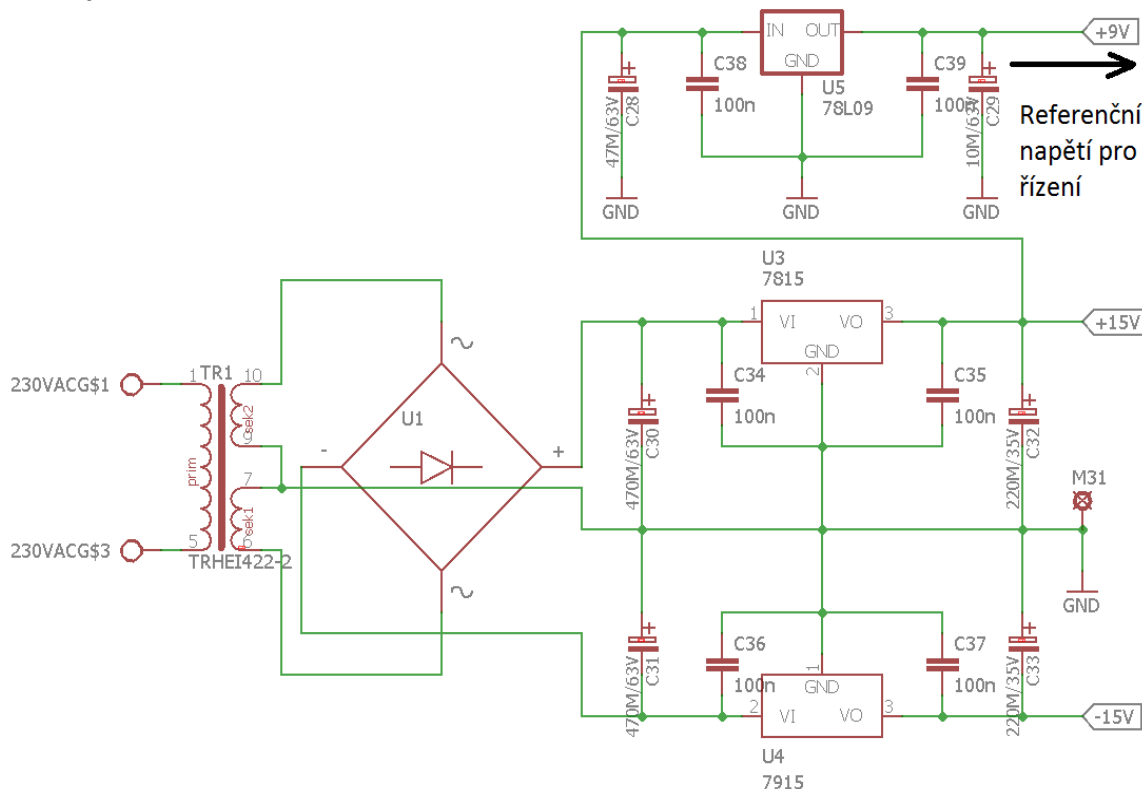
Vstup pro PWM obvod je přiveden na pin 2, což je neinvertující vstup vnitřního operačního zesilovače. Ten je zapojen jako sledovač, přičemž pin 1 je invertující vstup a pin 9 je jeho výstup. Pin 12 je zem obvodu. Pin 10 představuje funkci pro vypnutí obvodu, která nebude využita. Pro zamezení nežádoucího ovlivňování funkce vlivem rušení byl proto pin 10 uzemněn. Piny 6 a 5 umožňují nastavení frekvence vnitřního oscilátoru (odpor  $R_T$  a kapacita  $C_T$ ). Odpor  $R_D$  zapojen mezi pin 7 a 5 umožňuje nastavovat tzv. deadtime. Jelikož bude deadtime nulový piny 7 a 5 budou zkratovány. Přesné hodnoty odporu  $R_{64}$  a kondenzátorů  $C_{61}$  a  $C_{64}$  budou určeny při oživování kvůli možnému vlivu teploty na velikost kapacity a tím výsledné frekvence. Proto kondenzátor  $C_{64}$  bude keramický,  $C_{61}$  bude svitkový pro tepelnou stabilizaci. Proto je také frekvence nastavena nad jmenovitou hodnotu pro vytvoření rezervy. Při výše uvedených hodnotách součástek se pak velikost frekvence vypočte [7]:

$$f = \frac{1}{C_T(0,7 R_T + 3 R_D)} = \frac{1}{0,7 C_T R_T} = 107,54 \text{ kHz} \quad (4.3-1)$$

Reálná frekvence naměřená při oživování však byla nižší, cca. 104 kHz. Kondenzátor  $C_{60}$  je pak zapojen na pin 8 pro funkci tzv. softstartu. Vývod 3 slouží pro synchronizaci, přičemž tato funkce nebude nevyužita. Piny 11 a 14 jsou výstupy PWM obvodu, přičemž každý má poloviční frekvenci oproti vnitřnímu oscilátoru a jsou fázově posunuty. Pro všechny budiče bude využit pouze vývod A (pin 11). Pin 15 pak představuje napájení vnitřních obvodů a pin 13 napájení výstupního signálu PWM. Tyto napětí budou shodná, takže jsou piny 13 a 15 propojeny. Napájecí napětí pochází z vnitřního napájecího zdroje pro řídicí obvody. Na pin 16 je pak vyvedeno vnitřní referenční napětí (5,1 V) a na pin 4 pak výstup vnitřního oscilátoru [7].

## 4.4 Návrh vnitřního napájecího zdroje pro řídicí obvody

Vnitřní napájecí zdroj slouží k napájení budičů, PWM modulátoru, operačních zesilovačů v řídicích obvodech a pro vytvoření referenčních napětí pro řídicí obvody.



Obr. 4-2: Schéma vnitřního napájecího zdroje (převzato z [4])

V ideálním případě by měl být použit pouze jeden napájecí vstup - vnitřní napěťový zdroj by bylo potřebné napájet z 900 V vstupu. Řešení tohoto problému však přesahuje rámec této práce. Pro napájení vnitřního zdroje proto bude použito jednodušší řešení - bude napájen ze sítě. Síťové napětí 230 V bude přivedeno na transformátor 230/2 x 12 V (3 VA) a dál na dvojpulsní diodový usměrňovač. Použit bude diodový usměrňovací můstek typu B250C1500 s těmito parametry:

$$U_{KA} = 600 \text{ V}$$

$$I_n = 1 \text{ A}$$

Dále budou použity napěťové stabilizátory 7815 a 7915 pro vytvoření napětí +15 V a -15 V. Napětí +15 V je dále přivedeno na stabilizátor 78L09 pro vytvoření +9 V pro referenční napětí řídicích obvodů.

Stabilizátor 7815 napájí kromě operačních zesilovačů a PWM modulátoru hlavně budiče, které představují největší proudový odběr. Ten se předpokládá  $I_2 = 0,6 \text{ A}$  (maximální střída), napětí na vstupu  $U_1 = 20 \text{ V}$ , napětí na výstupu pak bude  $U_2 = 15 \text{ V}$ . Ztrátový výkon se vypočte [8]:

$$P_{ztr} = (U_1 - U_2) I_2 = 3 \text{ W} \quad (4.4-1)$$



---

Návrh chlazení součástek je zpracován v kapitole (5). Stabilizátor 7915 napájí pouze operační zesilovače, jeho proudový odběr je tedy zanedbatelný. Z bezpečnostních důvodů bude i zde použit malý chladič. Stabilizátor 78L09 tvoří referenční napětí pro řídicí obvody, jeho proudový odběr je rovněž zanedbatelný a bude ponechán bez chladiče.

## 5 CHLAZENÍ SOUČÁSTEK

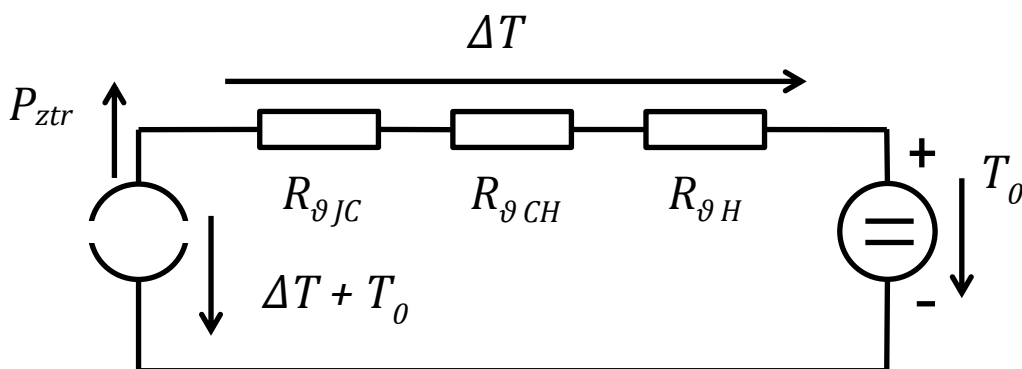
### 5.1 Tepelně-elektrické analogie

Parazitní ztrátový výkon měniče způsobuje ohřev všech aktivních i pasivních součástí, které je potřeba vhodným způsobem chladit. Při výpočtu parametrů chladiče lze vycházet z tepelně-elektrických analogií. Ty popisují vztahy mezi jednotlivými veličinami, přičemž je pak možné použít analogie pro známé elektrické zákony při výpočtu tepelných schémat [3].

Tab. 5.1 Tepelně elektrické analogie

Tepelná veličina:			Elektrická veličina:		
tepelný výkon	$P$	[W]	elektrický proud	$I$	[A]
oteplení	$\Delta T$	[°C] [K]	elektrické napětí	$U$	[V]
tepelný odpor	$R_{\theta}$	[K/W]	elektrický odpor	$R$	[Ω]

Pro výpočty v této práci není potřeba uvádět další veličiny. Tepelné kapacity nebudou uvažovány. Také postačí použití základního schématu uvedeného na Obr. 5-1. To popisuje jednu součástku na jednom chladiči.



Obr. 5-1 Schéma pro tepelný výpočet chladiče

Teplota čipu je určena přičtením oteplení k pevnému potenciálu (teplotě), kterým je teplota okolí. Oteplení je určeno součinem procházejícího tepelného výkonu (ten je uvažován konstantní) a tepelného odporu mezi čipem a okolím. Snahou tedy může být minimalizace tepelného odporu pro snížení výsledné teploty čipu. Při výpočtu se postupuje opačně a to zvolením nebo vyčtením nejvyšší dovolené teploty čipu a podle toho se určí dovolené oteplení. Pak se určí tomu odpovídající potřebný tepelný odpor chladiče. Čím je potřebný tepelný odpor chladiče nižší, tím obtížnější je ho realizovat. Pokud vyjde tepelný odpor nulový

nebo záporný, je potřebné zvolit součástku dimenzovanou na větší proud. Pokud naopak vyjde vysoký, je možné uvažovat ponechání součástky bez chladiče. Hledaný odpor chladiče se určí podle rovnice (5.1-1).

$$R_{\vartheta H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\vartheta JC} - R_{\vartheta CH} \cong \frac{T_{max} - T_0}{P_{ztr}} - R_{\vartheta JC} \quad (5.1-1)$$

Kontakt chladiče s pouzdrům součástek bude přímý bez izolační podložky. Proto v porovnání s velikostí ostatních členů rovnice (5.1-1) lze odpor pouzdro-chladič  $R_{\vartheta CH}$  pro následující výpočty zanedbat.

## 5.2 Sekundární usměrňovací dioda D<sub>2</sub>

Pro diodu MUR1560G platí podle dokumentace  $R_{\vartheta JC} = 4,25 \text{ K/W}$ . Maximální teplota přechodu bude volena s rezervou  $T_{max} = 120^\circ\text{C}$ . Teplota okolí bude volena  $T_0 = 40^\circ\text{C}$ . Ztrátový výkon o hodnotě  $P_{ztr} = 1,1 \text{ W}$  byl vypočten v kapitole (3.2.1). Podle rovnice (5.1-1) byl určen potřebný odpor chladiče  $R_{\vartheta H} = 68,5 \text{ K/W}$ . Byl vybrán chladič V71101. Jeho tepelný odpor výrobce neudává - odhadem  $R_{\vartheta H} \cong 30 \text{ K/W}$ .

## 5.3 Sekundární nulová dioda D<sub>02</sub>

Ztrátový výkon o hodnotě  $P_{ztr} = 2,01 \text{ W}$  byl vypočten v kapitole (3.2.2). Ostatní potřebné hodnoty jsou stejné jako pro diodu D<sub>2</sub>. Podle rovnice (5.1-1) byl určen potřebný odpor chladiče  $R_{\vartheta H} = 35,6 \text{ K/W}$ . Zde bude rovněž použit chladič V71101.

## 5.4 Primární nulová dioda D<sub>0</sub>

Ztrátový výkon o hodnotě  $P_{ztr} = 0,02 \text{ W}$  byl vypočten v kapitole (3.2.4). Ostatní potřebné hodnoty jsou stejné jako pro diodu D<sub>2</sub>. Podle rovnice (5.1-1) byl určen potřebný odpor chladiče  $R_{\vartheta H} = 4000 \text{ K/W}$ . Primární nulové diody proto budou ponechány bez chladiče.

## 5.5 Tranzistor T

Pro tranzistor FCPF400N60 platí podle dokumentace  $R_{\vartheta JC} = 4 \text{ K/W}$ . Maximální teplota přechodu bude volena s rezervou  $T_{max} = 120^\circ\text{C}$ . Teplota okolí bude volena  $T_0 = 40^\circ\text{C}$ . Ztrátový výkon o hodnotě  $P_{ztr} = 0,47 \text{ W}$  byl vypočten v kapitole (3.2.3). Podle rovnice (5.1-1) byl určen potřebný odpor chladiče  $R_{\vartheta H} = 166,2 \text{ K/W}$ . Při této hodnotě by mělo být možné ponechat tranzistor bez chladiče. Výkonový tranzistor je ale bezpečnější provozovat s chladičem. Deska plošných spojů byla navržena s dostatkem místa i pro chladič V7142B - výrobce tepelný odpor



neudává, odhadem  $R_{\theta HA} \cong 10 \text{ K/W}$ . Nakonec byl tento chladič použit i při konstrukci.

## 5.6 Stabilizátory napětí

Pro stabilizátor 7815 platí podle dokumentace  $R_{\theta JC} = 5 \text{ K/W}$ . Maximální teplota přechodu bude volena s rezervou  $T_{max} = 100^\circ\text{C}$ . Teplota okolí bude volena  $T_0 = 40^\circ\text{C}$ . Ztrátový výkon o hodnotě  $P_{ztr} = 3 \text{ W}$  byl vypočten v kapitole (4.4). Podle rovnice (5.1-1) byl určen potřebný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 15 \text{ K/W}$ . Zde byl použit chladič V71101, přičemž byl zdvojen (jeden přimontován standardně, druhý otočen o  $180^\circ$ ). Stabilizátor 7915 by mohl být ponechán bez chladiče, ale i zde byl použit chladič V71101.

## 6 REALIZACE, OŽIVOVÁNÍ A MĚŘENÍ

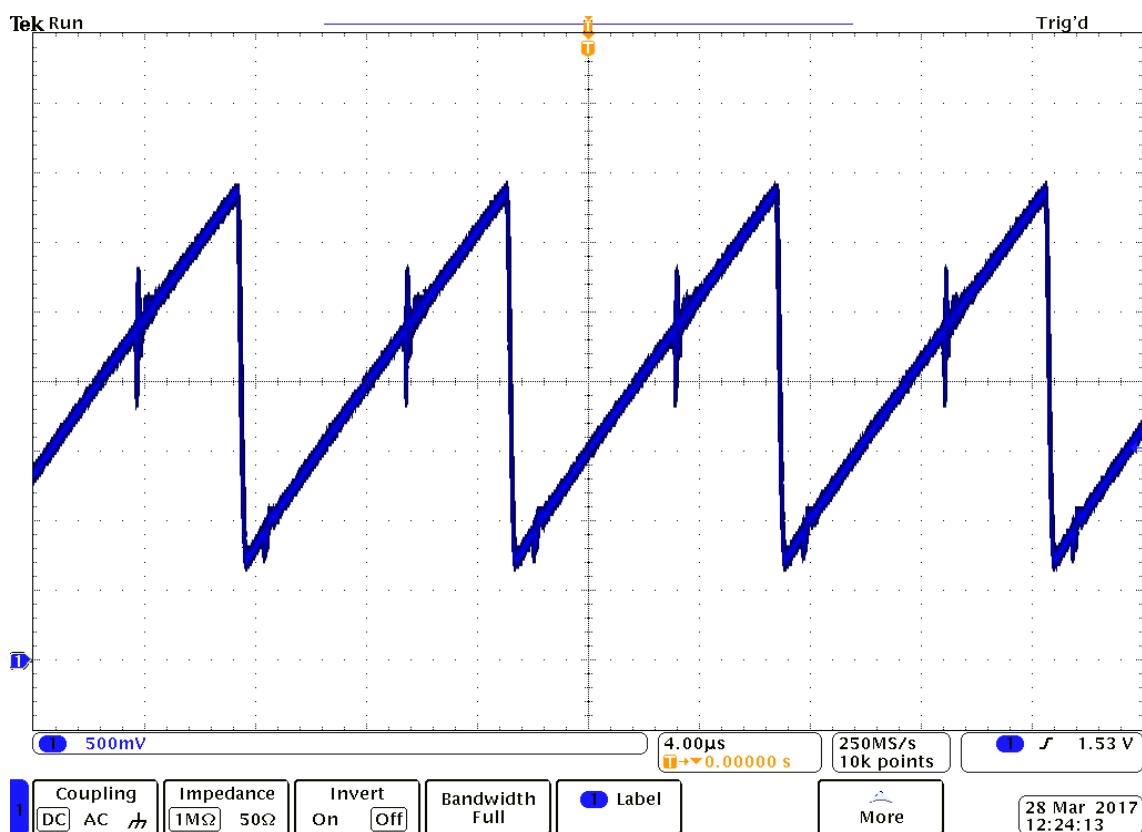
V této kapitole budou uvedeny poznámky k realizaci, oživování a záznamy z měření. Také jsou zde uvedeny změny v návrhu, které byly provedeny při oživování.

Deska plošných spojů o rozměrech 24 x 32 cm byla vyrobena v návrhovém prostředí EAGLE. Konstrukční návrh a seznam součástek jsou uvedeny v souboru na přiloženém CD.

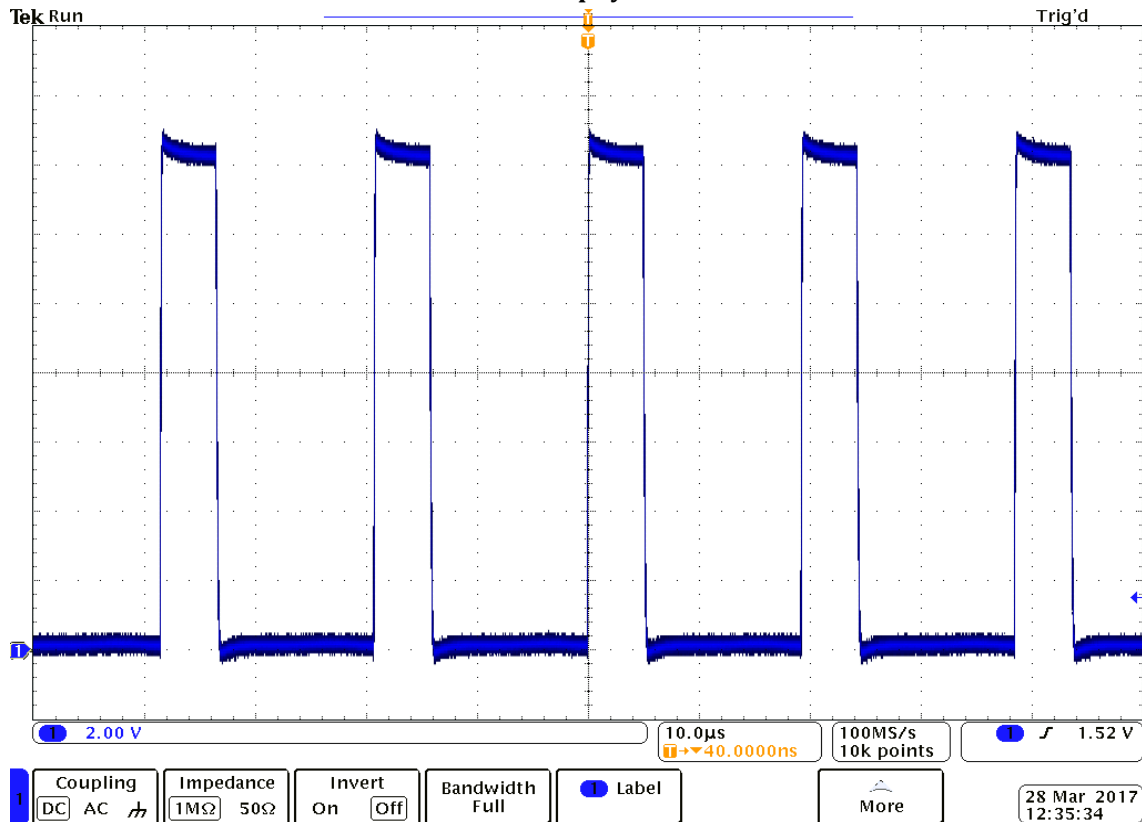
Při oživování byly nejprve „vyřazeny“ řídicí obvody tím, že operační zesilovače zůstaly neosazené a mezi referenční napětí PWM modulátoru a zem byl zapojen potenciometr. Vstupní napětí pro PWM pak představoval jezdec potenciometru.

Nejdříve byl oživen pomocný zdroj. Při výstupu naprázdno bylo naměřeno na výstupu  $\pm 15$  V podle očekávání. Proudový odběr pomocného zdroje je téměř celý tvořen odběrem budičů. Proto je také závislý na střídě. Při zatížení maximální střídou se však transformátor projevil jako příliš měkký a na výstupech měl místo očekávaných  $\pm 20$  V pouze cca  $\pm 17$  V, přičemž stabilizátory už nebyly schopny fungovat správně. Proto byl vyzkoušen rezervní transformátor se stejnými parametry, ale s výkonem 5VA (původní 3VA). Tento transformátor se také neosvědčil. Předpokládá se, že použití transformátoru 230/2 x 15 V (5 VA) by už mělo být vyhovující. Z časových důvodů toto řešení nebylo ověřeno. V oživování bylo proto pokračováno s tím, že byl využit laboratorní zdroj pro vytvoření napětí  $\pm 20$  V před napěťovými stabilizátory. Vzhledem k cíli této práce je toto řešení přípustné. Později po zapojení řídicích obvodů byl na výstupu laboratorního zdroje +20 V odečten proud 0,33 A, na výstupu zdroje -15 V byl odběr nepatrný. Následující snímky byly pořízeny při manuálně ovládané střídě a nulovém vstupním napětí.

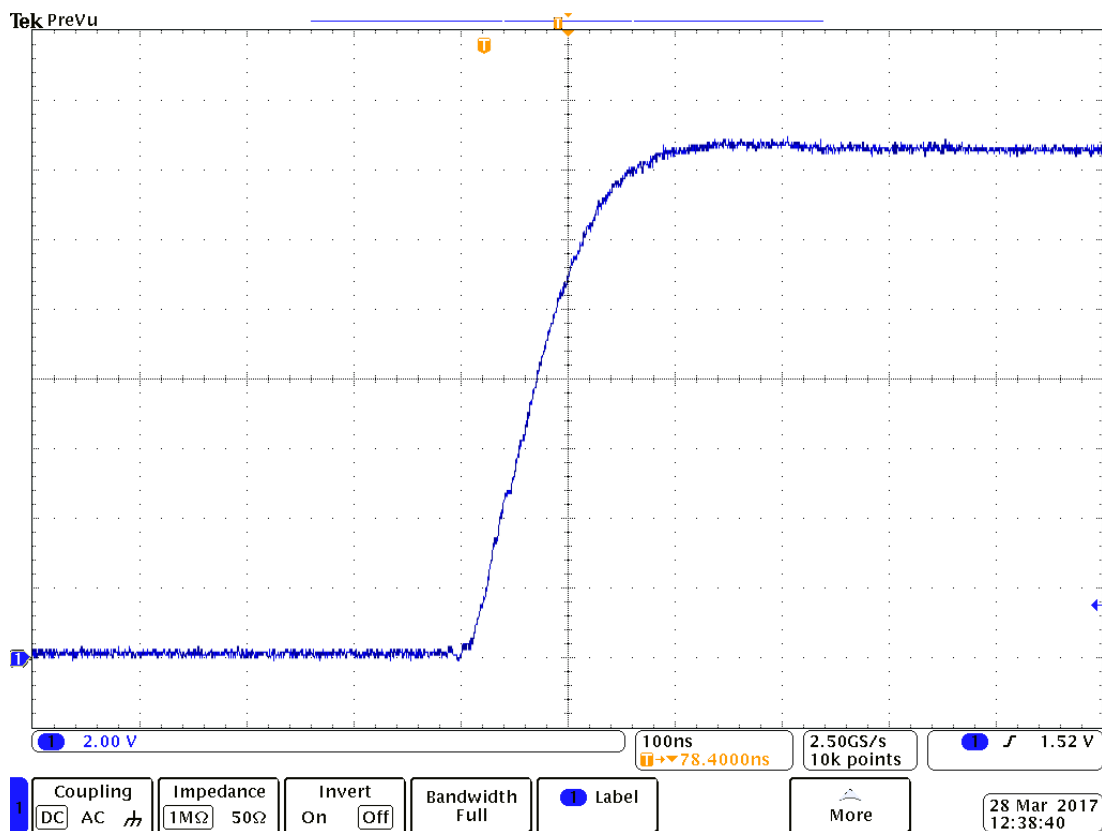
Na Obr. 6-1 je záznam pily (vnitřní oscilátor) PWM modulátoru. Je vidět, že napětí se pohybuje v mezích od 0,6 V do 3,4 V přičemž s tímto signálem se bude komparovat vstup do PWM. Řídicí obvody budou schopny na tomto vstupu dodat napětí v rozsahu 0-5 V, takže pracují s jistou rezervou. Rušení při nástupu je pravděpodobně způsobeno sondou osciloskopu. Nicméně PWM modulátor pracuje správně. Dále byl zaznamenán průběh napětí  $U_{GS}$  výkonového tranzistoru na Obr. 6-2, tedy výstup budiče. Dále pak detail náběžné a sestupné hrany tohoto průběhu na Obr. 6-3 a Obr. 6-4. Tvar je vyhovující, nicméně při spínání tranzistorů na nenulovém napětí  $U_{DS}$  se očekává změna tvaru tohoto průběhu např. vlivem kapacity tranzistoru.



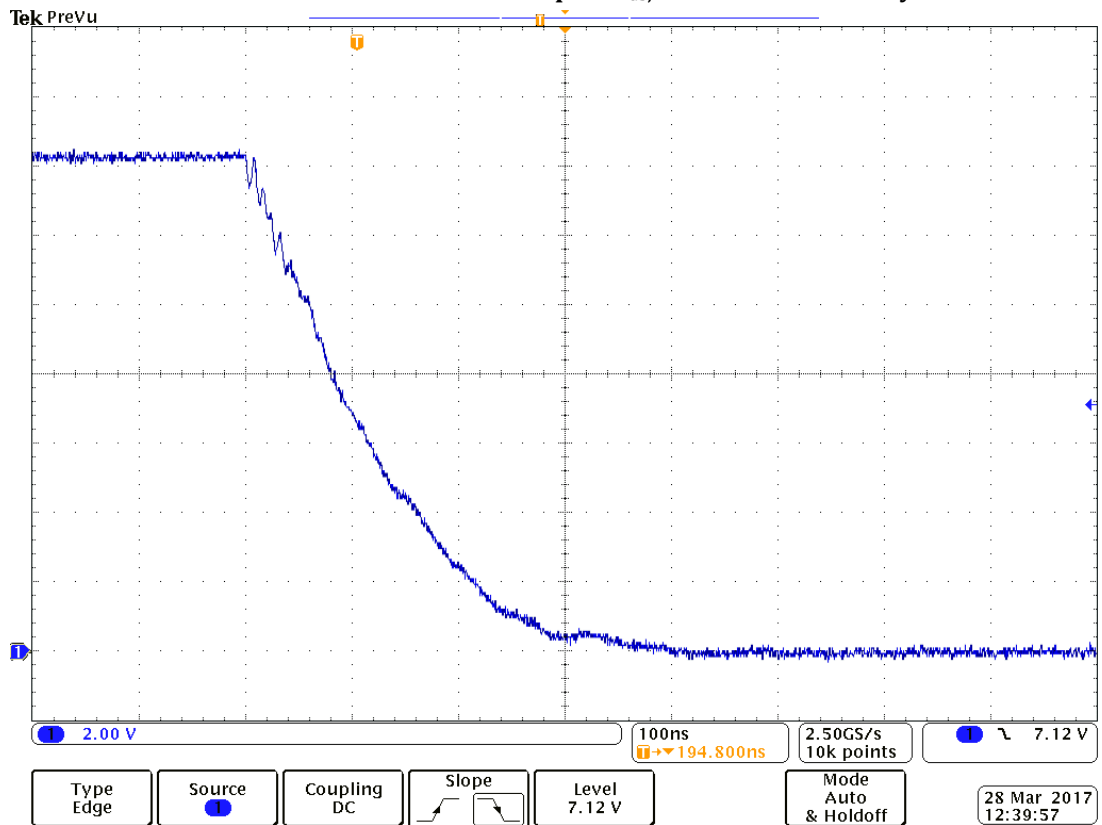
Obr. 6-1 Záznam pily z PWM modulátoru



Obr. 6-2 Průběh napětí  $U_{GS}$  bez napájení silové části



Obr. 6-3 Průběh napětí  $U_{GS}$ , detail náběžné hrany



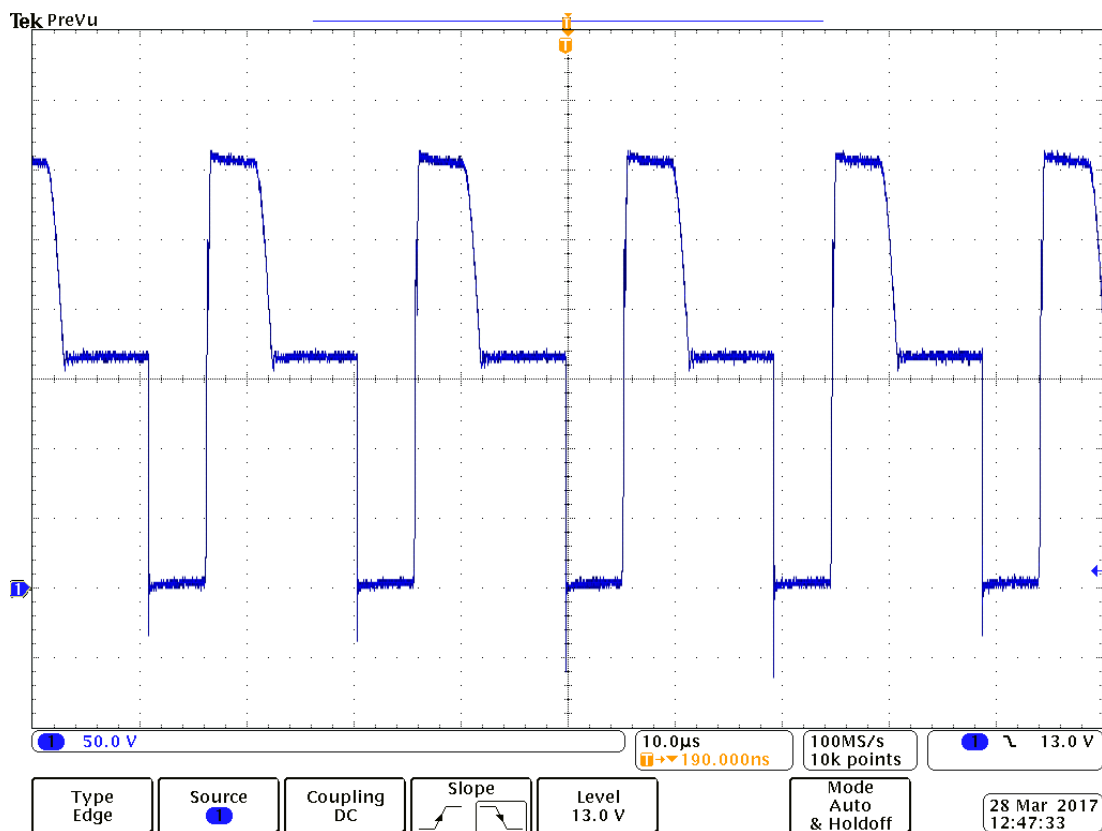
Obr. 6-4 Průběh napětí  $U_{GS}$ , detail sestupné hrany

Nejdříve byl oživen jeden dílčí měnič. Napájecí napětí pro silovou část bylo získáno přivedením trojfázové sítě přes autotransformátor na třífázový šestipulsní usměrňovač se sběracím kondenzátorem. Pomocí autotransformátoru se nastavilo stejnosměrné napětí 300 V na výstupu usměrňovače pro napájení jednoho dílčího měniče. Ostatní měniče měly zkratovány vstupní kondenzátory, čímž byly vyřazeny z provozu. Střídou bylo manuálně nastaveno výstupní napětí na 18,5 V a přivedeno na proměnný zatěžovací rezistor. Tím byl pak nastaven výstupní proud na 1,3 A. Následující snímky byly pořízeny na silové části jednoho dílčího měniče za tohoto stavu.

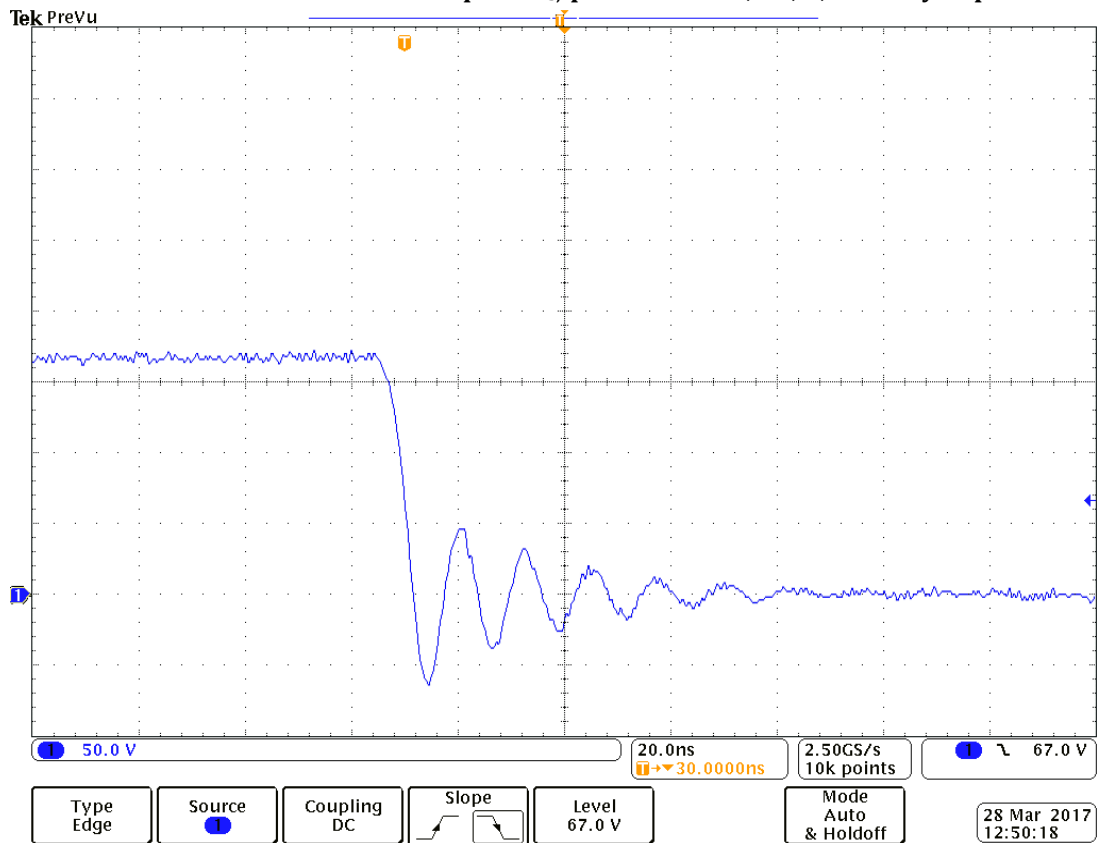
Napětí  $U_{DS}$  bylo měřeno na dolním tranzistoru, je uvedeno na Obr. 6-5. Byl zvolen dolní tranzistor, protože source elektroda horního tranzistoru se potenciálově „škube“ s velikou strmostí  $du/dt$ . Nárůst z nulového napětí na plné vstupní napětí představuje vypínací děj. Pak po stejnou dobu jako doba zapnutí probíhá demagnetizace, přičemž napětí na nulových diodách je téměř nulové. Po ukončení demagnetizace se i diody dostávají do závěrného stavu, přičemž napětí na tranzistoru i diodě se ustálí na přibližné polovině napájecího napětí. Je to dáno tím, že obě vypnuté součástky se chovají jako kapacitní a svodový dělič (převažuje kapacitní). Následuje zapínací děj, kdy napětí na tranzistoru poklesne na nulu. Detail zapínacího a vypínacího děje je na Obr. 6-6 a Obr. 6-7. Základní při vypínacím ději je pravděpodobně způsoben sondou osciloskopu. Při zatížení výstupu vyšším proudem se tento základ zmenšil.

Tvar napětí na sekundární straně impulsního transformátoru je na Obr. 6-8 a detail na Obr. 6-9. Dále pak je uvedeno napětí na nulové usměrňovací diodě na Obr. 6-10 a detail na Obr. 6-11. Napětí na usměrňovací diodě je na Obr. 6-12 a detail na Obr. 6-13. Posledním snímkem zachyceným při tomto stavu je detail výstupního napětí při AC vazbě vstupu osciloskopu na Obr. 6-14. Předešlé snímky svědčí o správné funkci silové části tohoto měniče. Po tomto prověření byl vyzkoušen jmenovitý stav jednoho měniče, tedy 24 V a 3,3 A na výstupu, který se projevil bez problémů.

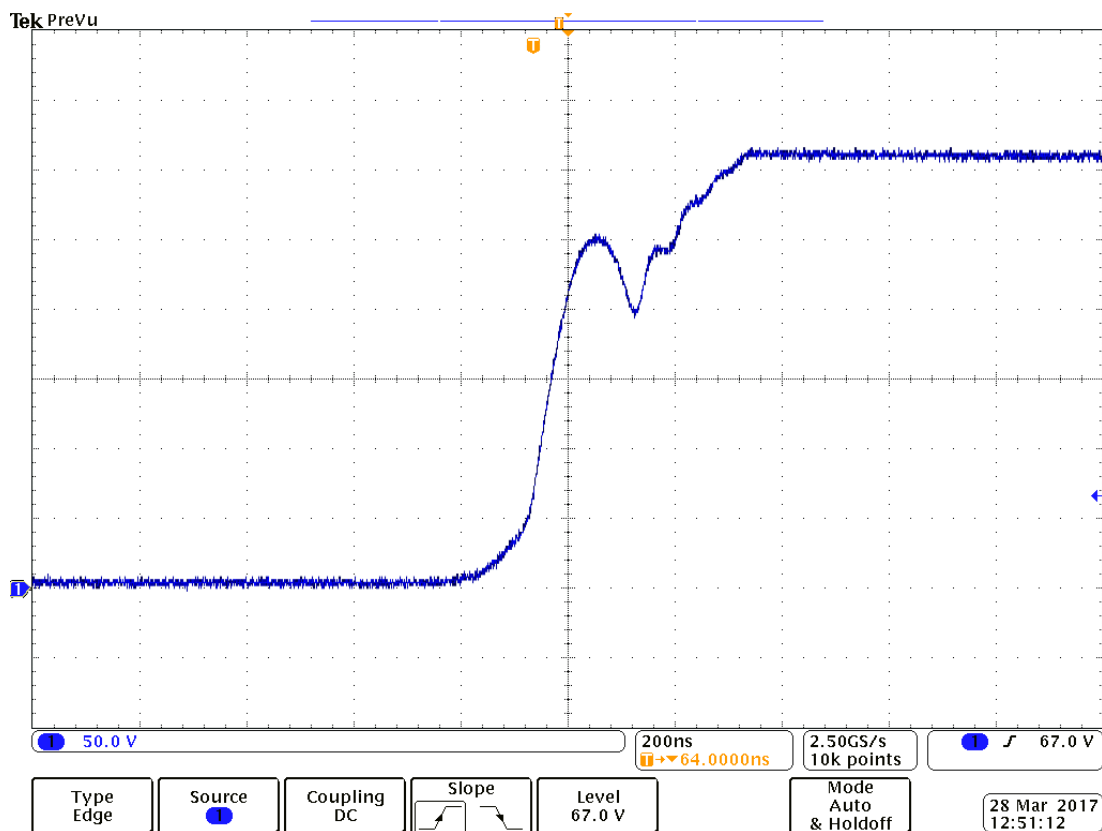
Pak byly samostatně vyzkoušeny ve jmenovitém stavu zbylé dva dílčí měniče (stejný postup pomocí zkratování vstupních kondenzátorů). Pak bylo autotransformátorem nastaveno napětí 600 V a přivedeno na dva dílčí měniče přičemž třetí byl vyřazen. Zde byl opět vyzkoušen jmenovitý stav, tedy 24 V a 6,6 A na výstupu. Pak byly prověřeny zbylé dvě kombinace dvou dílčích měničů. Po vyhození tímto zkouškám bylo přivedeno napětí 900 V na vstup měniče při provozu všech tří dílčích měničů. Napětí 900 V bylo získáno spojením již zapojeného třífázového usměrňovače s dalším jednofázovým usměrňovačem do série. Ten byl napájen z jednofázové sítě přes autotransformátor a oddělovací transformátor.



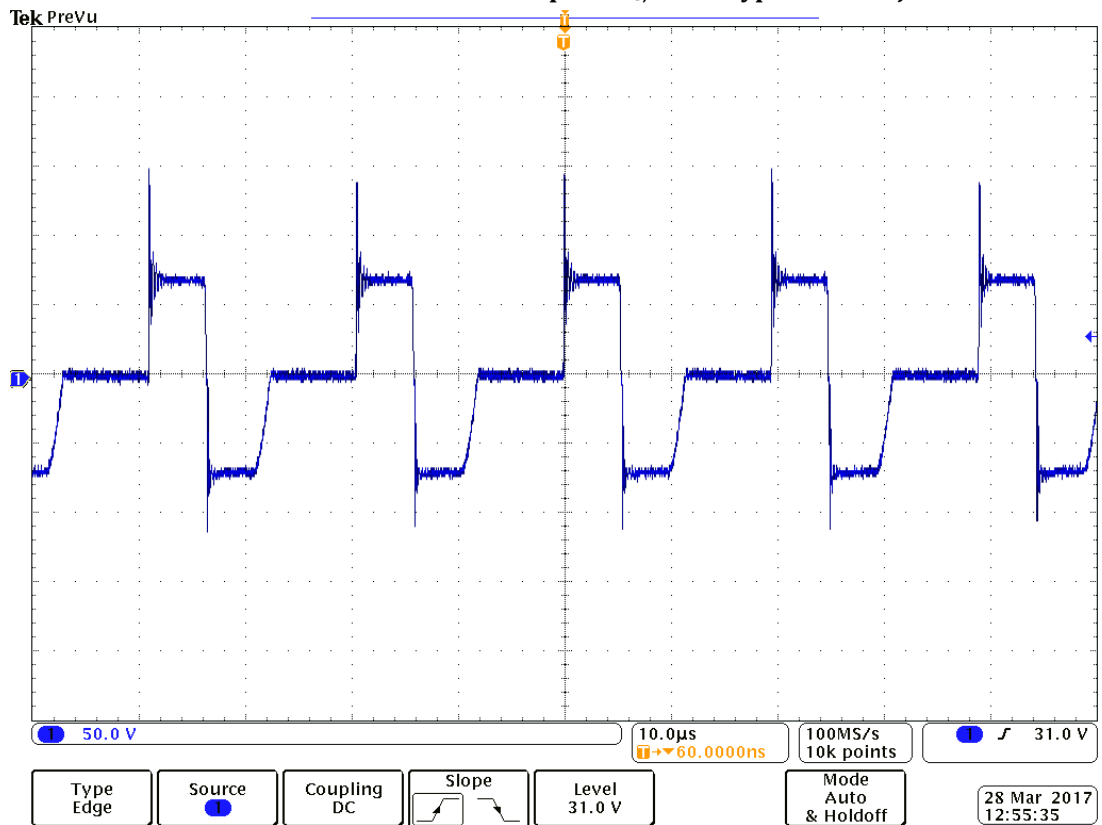
Obr. 6-5 Průběh napětí  $U_{DS}$ , při zatížení 18,5 V; 1,3 A na výstupu



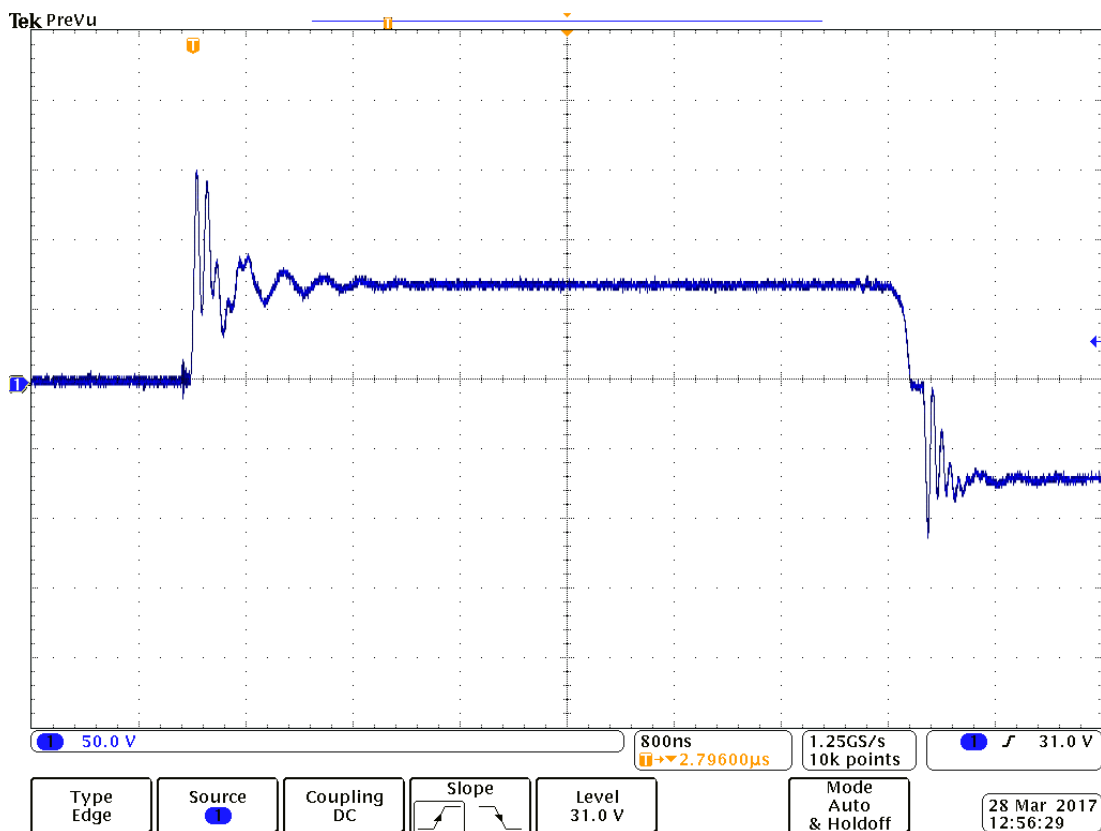
Obr. 6-6 Průběh napětí  $U_{DS}$ , detail zapínacího děje



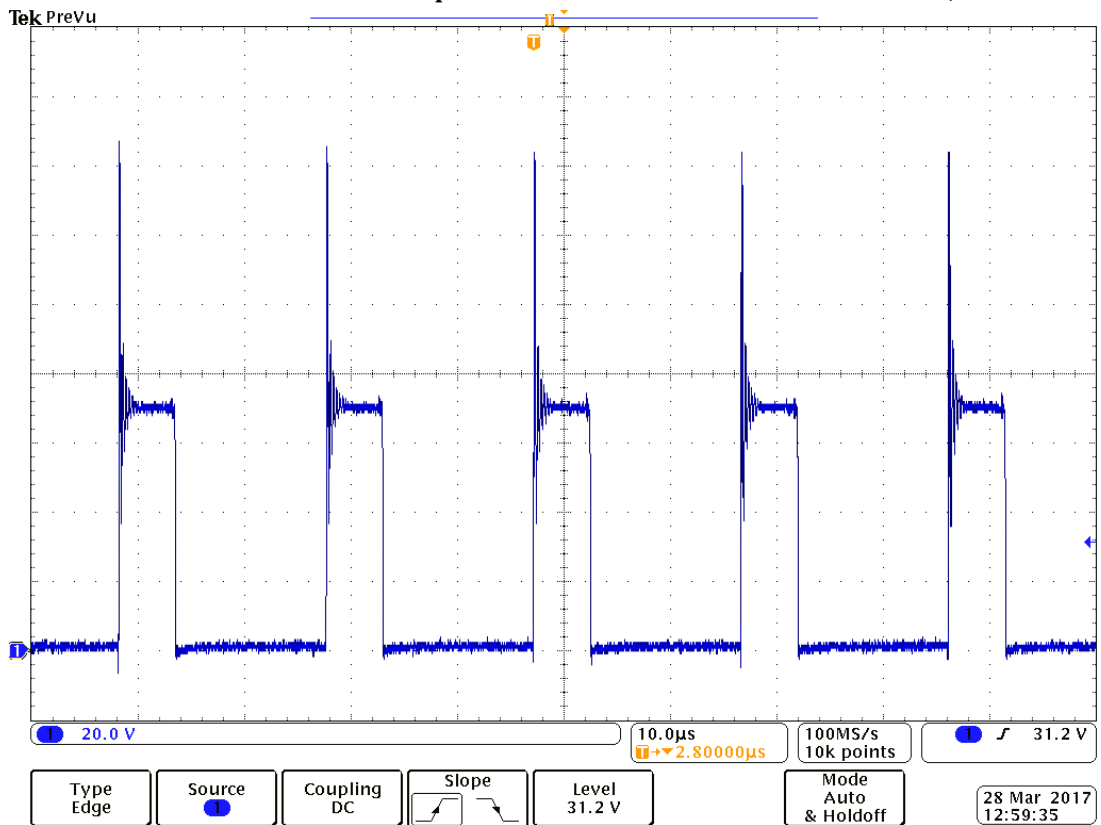
Obr. 6-7 Průběh napětí  $U_{DS}$ , detail vypínacího děje



Obr. 6-8 Průběh napětí na sekundární straně transformátoru

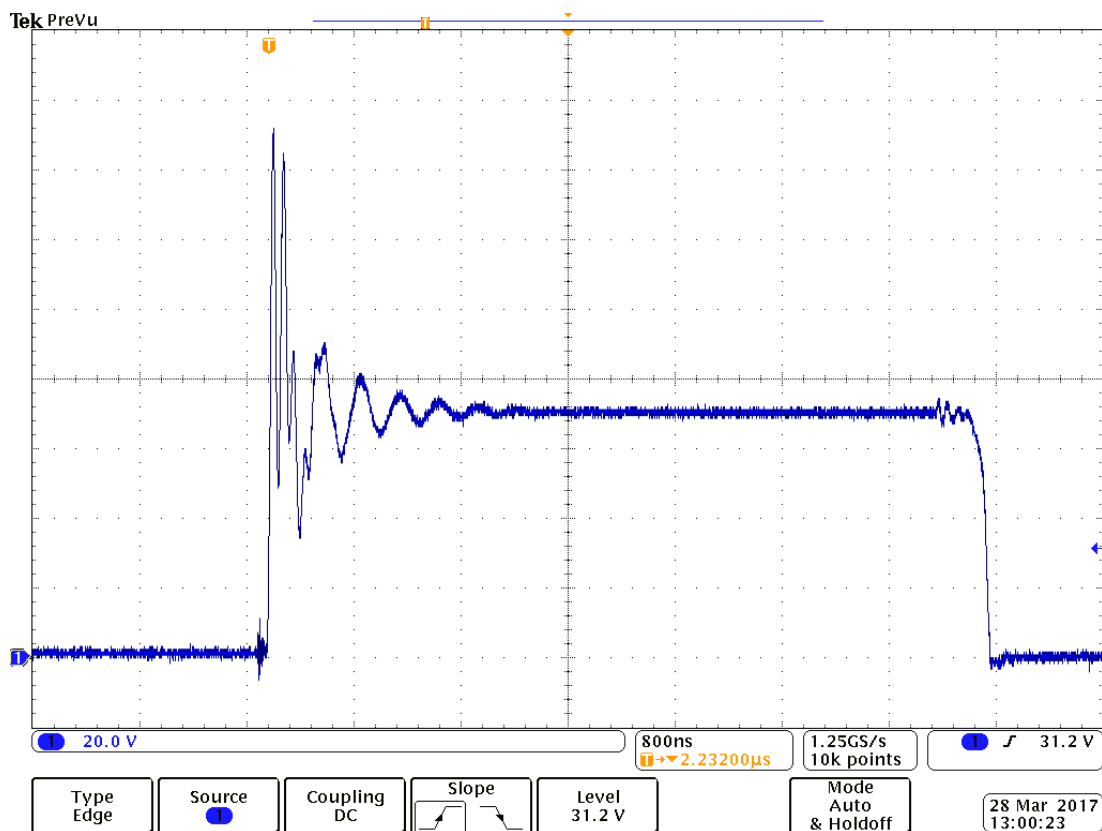


Obr. 6-9 Průběh napětí na sekundární straně transformátoru, detail

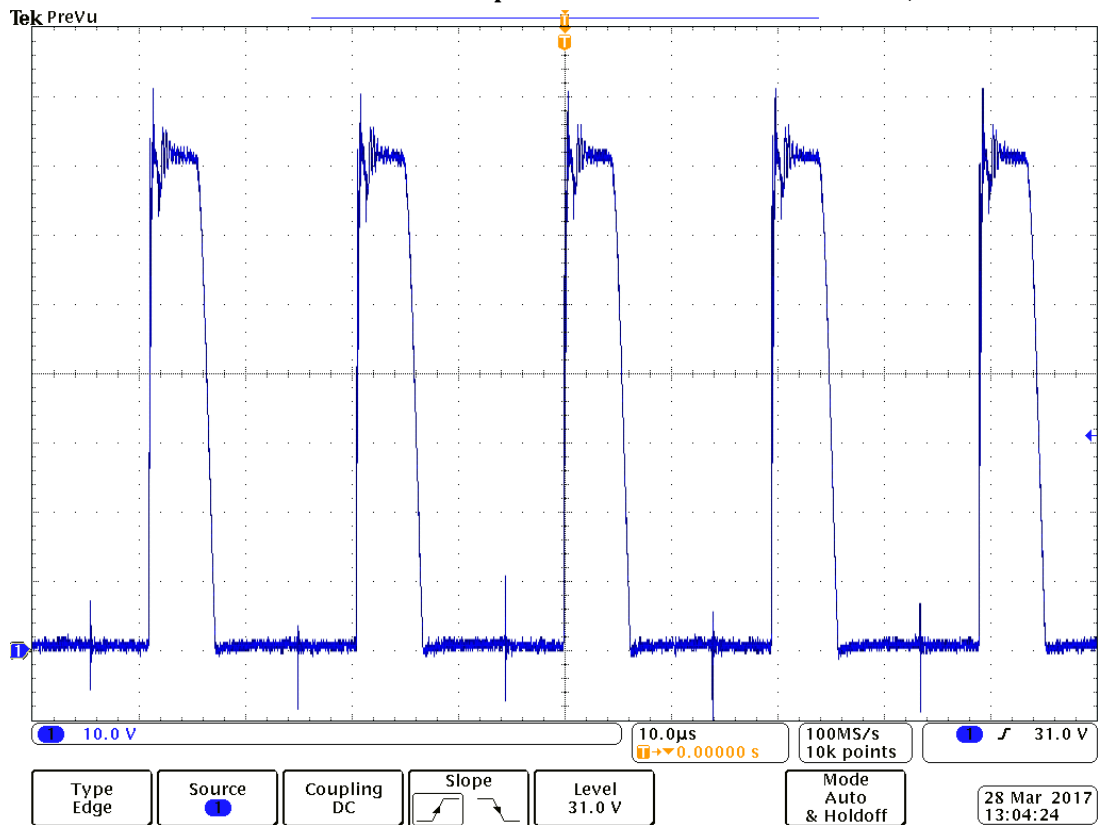


Obr. 6-10 Průběh napětí na nulové usměrňovací diodě

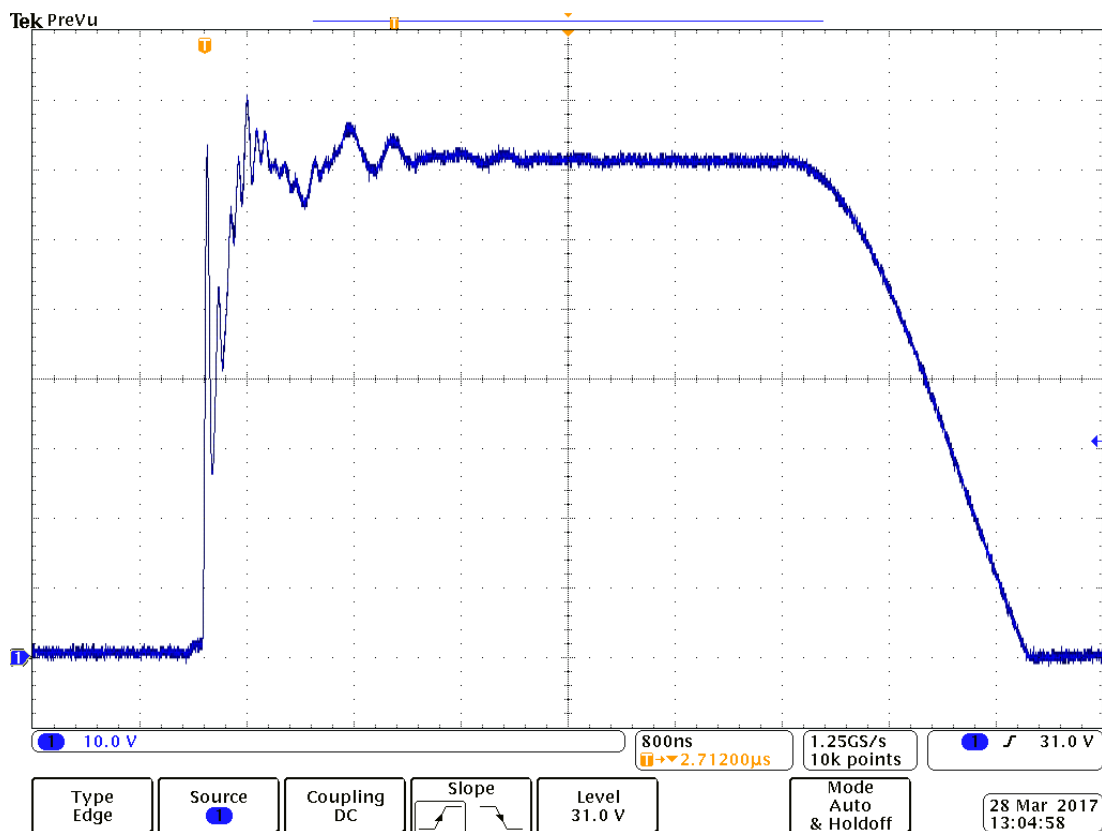




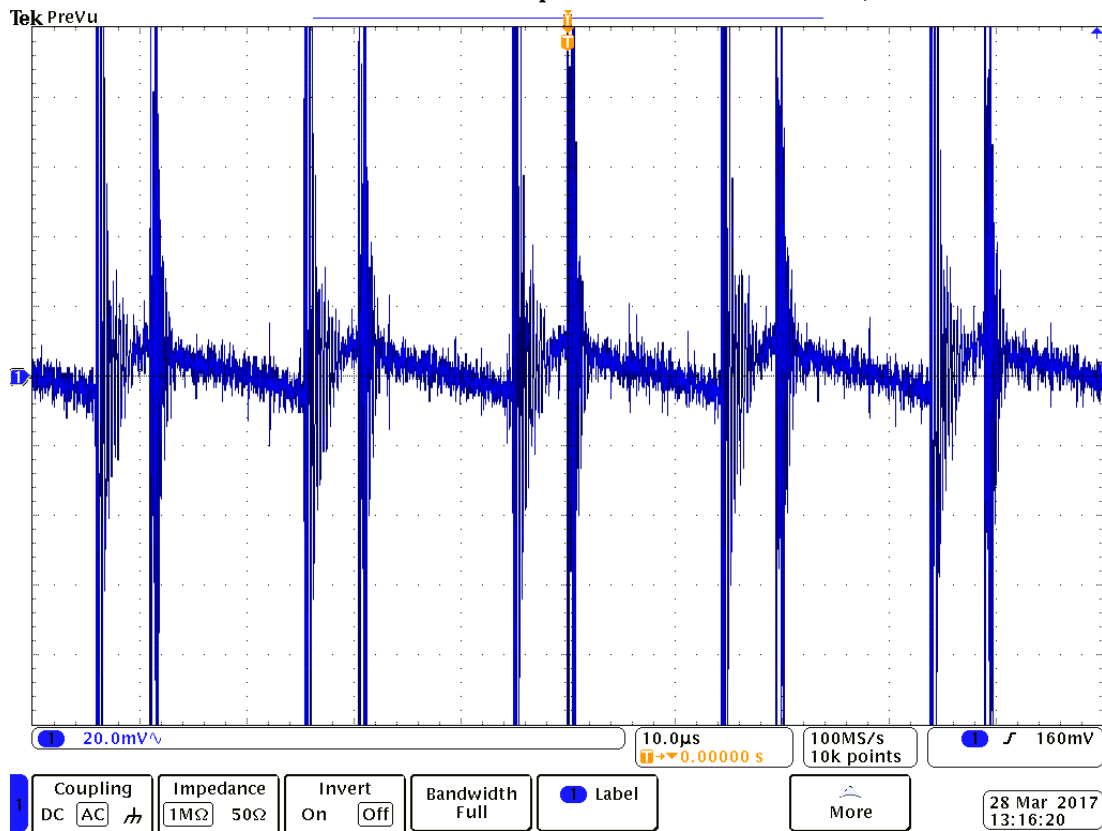
Obr. 6-11 Průběh napětí na nulové usměrňovací diodě, detail



Obr. 6-12 Průběh napětí na usměrňovací diodě



Obr. 6-13 Průběh napětí na usměrňovací diodě, detail



Obr. 6-14 Zvlnění výstupního napětí (jeden měnič, 18,5 V; 1,3A), detail

Pak byl osazen IC1 a při napájení 900 V byl nastaven jmenovitý stav 24 V a 10 A na výstupu. Pak byla zkontrolována správnost signálu z bočníku na výstupu IC1A. Pak byla osazena proudová smyčka a zachycen signál na vstupu PWM, Obr. 6-16. Tento signál byl pak ještě odrušen přidáním další dolní propusti s rezistorem o hodnotě 1 k $\Omega$  a kondenzátorem o hodnotě 10 nF před vstup PWM. Potenciometrem P1 bylo možno nastavit požadovaný proud 0-10A na výstupu. Pak byla osazena i napěťová smyčka regulace. V režimu napěťové regulace bylo možno nastavovat výstupní napětí i proudové omezení, ale maximální proud při 24 V na výstupu byl pouze 9 A (jmenovitě 10 A). Důvodem bylo pravděpodobně nesprávně nastavené proudové omezení. Tento problém dále nebyl řešen. V pásmu proudového omezení 0-4 A bylo zřetelné mírné rušení na výstupu PWM, při zvýšení proudu nad 4 A rušení zaniklo. Nakonec byla vyzkoušena odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu zátěže. Na výstupu bylo nastaveno napětí 12 V a proud byl pomocí dvou proměnných rezistorů skokově změněn z 4 A na 8 A a pak zpět na 4 A. Záznam tohoto děje při AC vazbě sondy osciloskopu je zachycen na Obr. 6-17. Napěťové špičky dosahují  $\pm 2$  V, přičemž oba děje se ustálí za méně než 4ms (přibližně za 2ms). To svědčí o dobrém nastavení PI regulátorů. Při stavu 24V a 8 A na výstupu byl zaznamenán průběh na výstupu budičů, tedy napětí  $U_{GS}$  na Obr. 6-18.

Dále byla vypočtena účinnost zdroje. Změřeny hodnoty jsou uvedeny v Tab. 6.1.

**Tab. 6.1 Změřené hodnoty pro výpočet účinnosti**

	$U_{stř}$ [V]	$I_{stř}$ [A]
vstup	874	0,27
výstup	24,1	8,67

Účinnost lze vyjádřit podílem výstupního výkonu k vstupnímu. Napětí vstupního meziobvodu i výstupní napětí lze uvažovat jako konstantní. Výkony lze pak vyjádřit podle rovnice pro výpočet činného výkonu ideálního zdroje konstantního napětí [3]:

$$P_{\check{c}} = U_0 I_{stř} \quad (6-1)$$

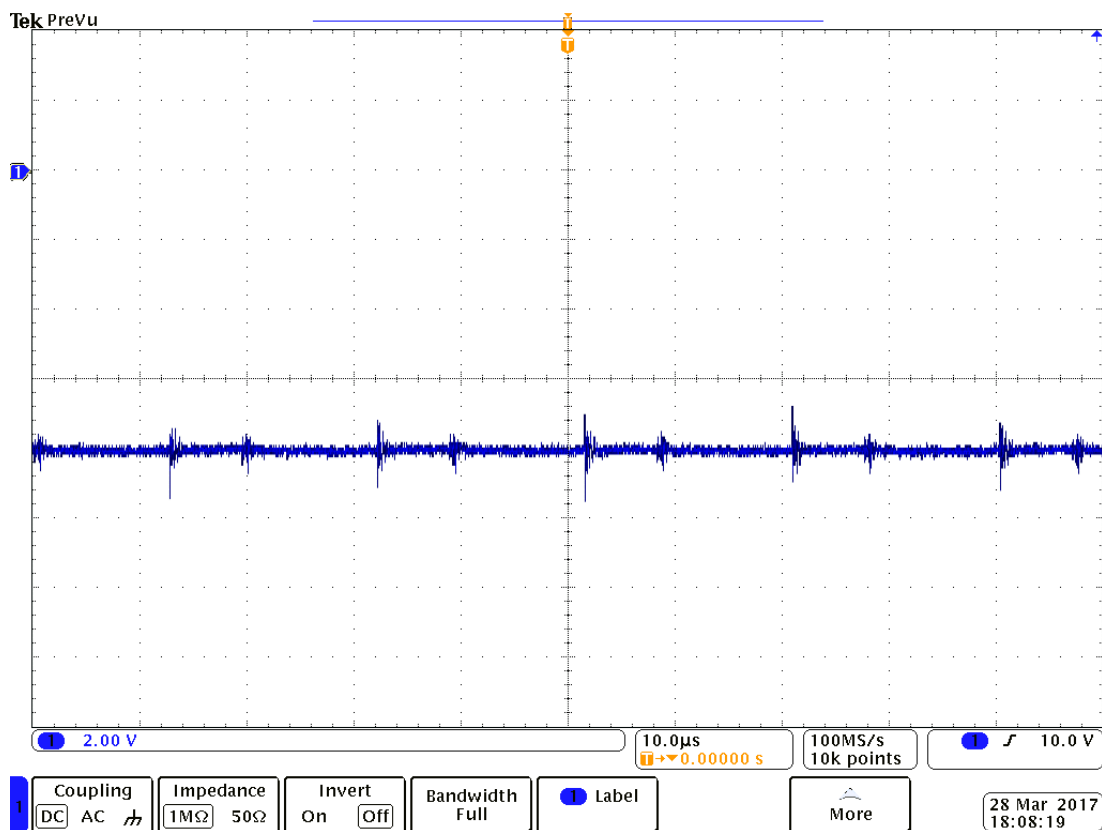
Kde  $U_0$  je hodnota stejnosměrného napětí zdroje,  $I_{stř}$  je střední hodnota proudu, který zdroj dodává/odebírání. Účinnost se pak vyjádří:

$$\eta = \frac{P_{\check{c} vstup}}{P_{\check{c} výstup}} \cdot 100\% = \frac{U_{vst} I_{vst}}{U_{výst} I_{výst}} \cdot 100\% = 88,5\% \quad (6-2)$$

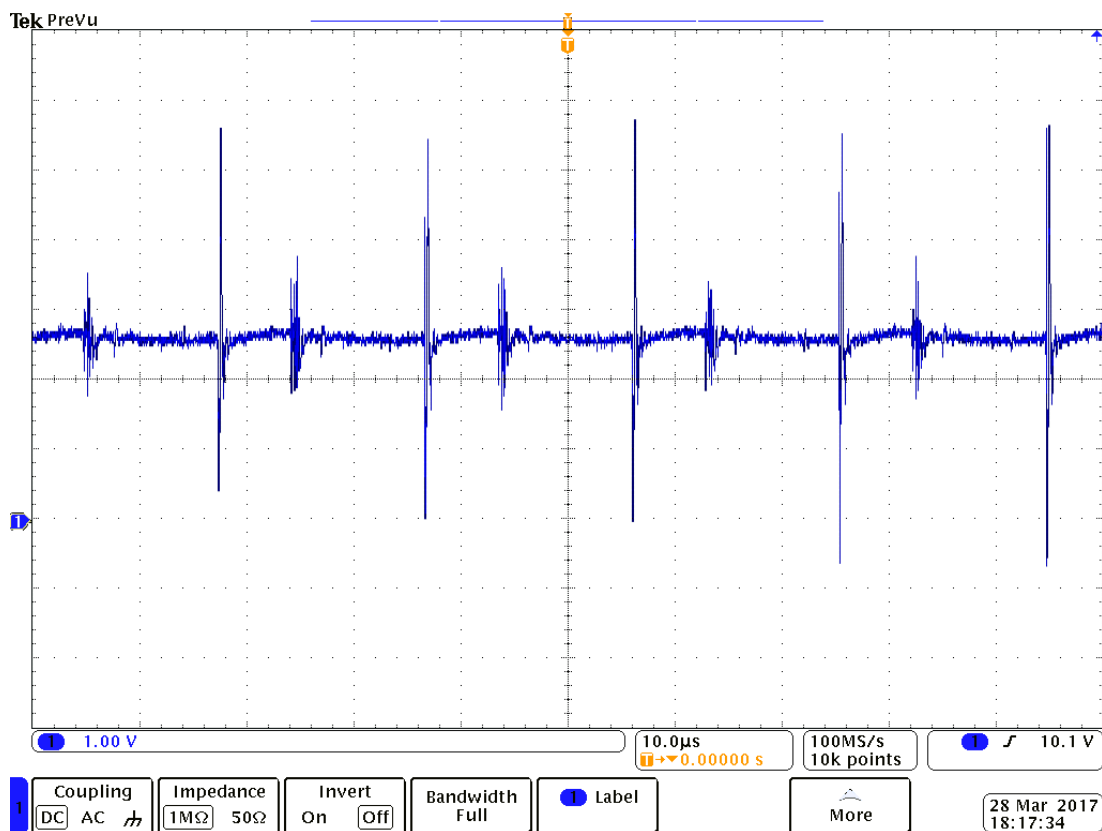
Je potřebné zmínit, že tato účinnost zahrnuje pouze výkonovou část. Lze uvažovat, že podstatná část ztrát je na sekundárním usměrňovači. Je to tím, že napěťový úbytek na diodách v propustném směru je nezanedbatelný vzhledem k velikosti

výstupního napětí. Pokud se uvažuje výstupní výkon 240 W, pak ztráty na výkonové části měniče budou podle výše uvedené účinnosti 27,6 W. Podle výpočtů pak ztrátový výkon na sekundárním usměrňovači tvoří po sečtení 9,3 W, což je třetina.

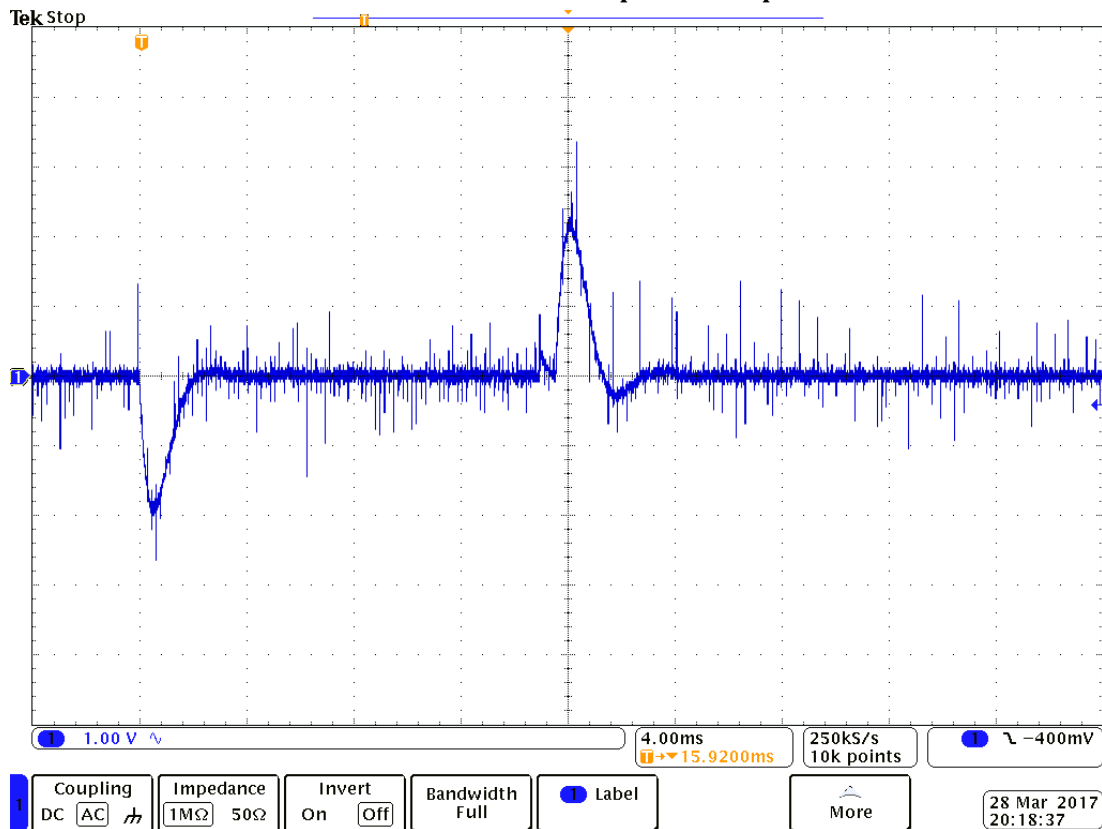
Po celou dobu ožiování výkonové části byla měřena napětí na všech kondenzátorech vstupního děliče. I při jmenovitém stavu 900 V na vstupu a 24 V / 9 A na výstupu bylo vstupní napětí rozděleno rovnoměrně na třetiny, rozdíly napětí byly v rozmezí (0-2)V. Tento stav byl ověřen po dobu cca 5 minut. Tím je splněn hlavní cíl práce, tedy ověření správné funkce tohoto zapojení.



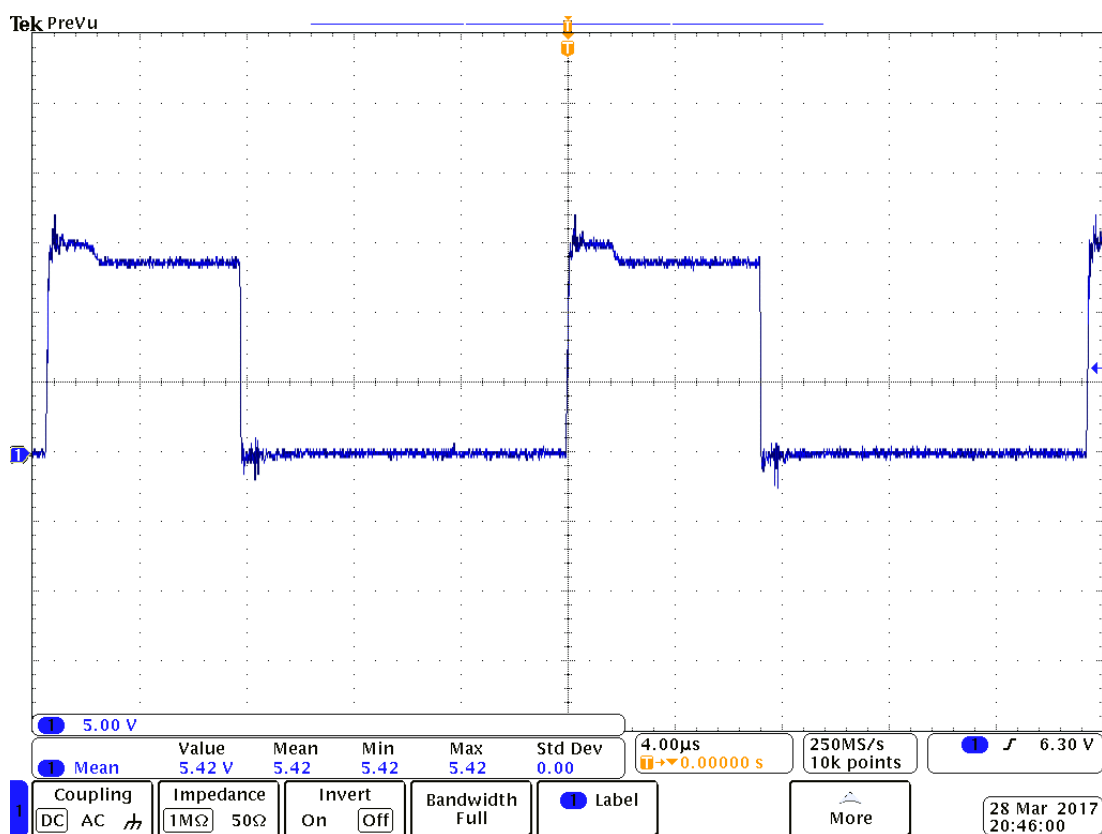
Obr. 6-15 Průběh napětí za IC1A



Obr. 6-16 Průběh napětí na vstupu PWM



Obr. 6-17 Odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu zátěže



Obr. 6-18 Průběh napětí  $U_{GS}$  s napájením silové části

## 7 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá sériovým řazením vstupních stran několika jednočinných propustných měničů. Bylo zvoleno rozdělení na 3 dílčí měniče, proto bylo použito současné spínání tranzistorů- protitaktní spínání je výhodnější, ale používá se pro sudý počet dílčích měničů. Při volbě topologie se vycházelo z analýzy pro spínání tranzistorů v protitaktu dostupné z literatury, proto bylo zvoleno řešení se samostatnými dílčími tlumivkami.

Výstupem této práce je obvodový návrh, realizace a ověření činnosti spínaného zdroje, který využívá sériové řazení vstupních stran třech dílčích měničů. Každý dílčí měnič má pak samostatnou tlumivku, přičemž pracují paralelně do společné zátěže. Vstupní stejnosměrné napětí celého zdroje má hodnotu 900 V, přičemž je kapacitním děličem rozděleno na 3 rovnoměrné části. Vstupem pro dílčí měnič pak je napětí 300 V. Na výstupu celého zdroje je stejnosměrné napětí regulovatelné v rozsahu (0-24) V a maximální proud 9 A.

Nedílnou součástí je i návrh jednotlivých funkčních celků- impulsní transformátor, LC filtr, dimenzování a chlazení polovodičů, budiče tranzistorů, řídicí obvody. Pro každý z výkonových tranzistorů je použit samostatný budič. Ten je řešen jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Pro řídicí obvody je použita kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Je zde možno přepínat mezi regulací proudu nebo regulací napětí s proudovým omezením.

Návrh plošných spojů je proveden v programu EAGLE. Zdroj byl realizován a úspěšně oživen, přičemž bylo dosaženo jmenovitých parametrů. Měřením byla ověřena činnost a parametry měniče. Správné nastavení regulačních obvodů bylo ověřeno skokovou změnou proudu zátěže, přičemž překmit na výstupním napětí se ustálil po cca 2 ms. Naměřené rozdíly napětí na vstupním kapacitním děliči byly v rozmezí (0-2) V oproti hodnotě 300 V. Tím bylo experimentálně ověřeno, že při použitém zapojení se napětí na vstupním kapacitním děliči nerozváží, čímž byl splněn hlavní cíl práce.

Navíc byla provedena podrobnější analýza pro sériové řazení více měničů při současném spínání tranzistorů, z časových důvodů ale až po realizaci měniče. Vlastní analýzou bylo odvozeno, že za použití současného spínání tranzistorů by obě řešení (společná výstupní tlumivka/ dílčí tlumivky) mohla být použitelná bez nepříznivého rozvážení vstupního kapacitního děliče. Obě zapojení pak mají výhody i nevýhody, které jsou v rámci rozboru popsány. Analýza však nemůže zahrnout všechny reálné skutečnosti a proto je potřeba správnost ověřit experimentálně. Jak bylo popsáno výše, řešení s dílčími tlumivkami při současném



---

spínání tranzistorů bylo v rámci práce experimentálně ověřeno. Zajímavostí zůstává řešení se společnou tlumivkou při současném spínání tranzistorů, přičemž se autorovi nepovedlo zjistit, zda toto řešení již bylo vyzkoušeno a příp. s jakým výsledkem.



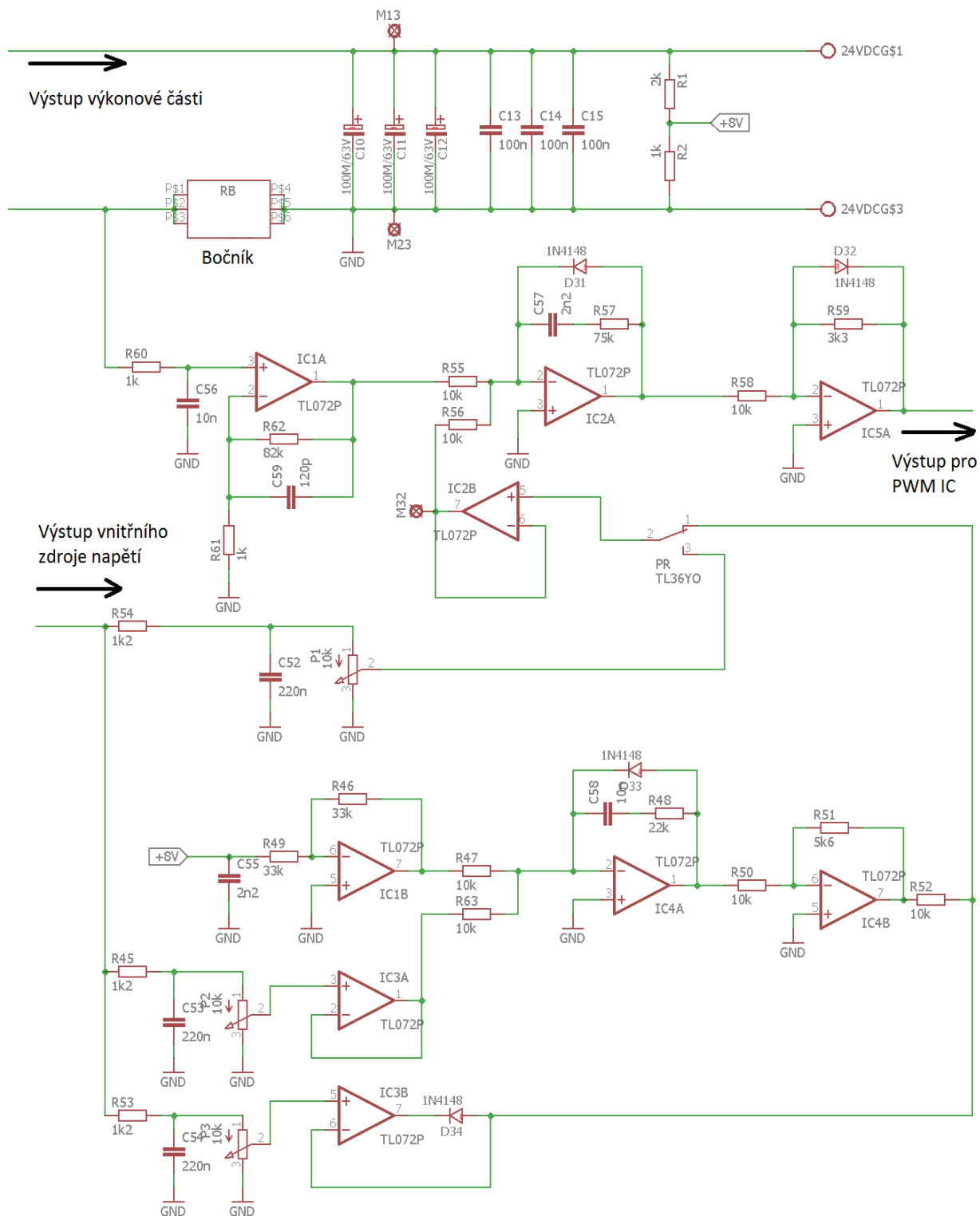
---

## POUŽITÁ LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTUM, 2011. ISBN 9788021440036.
- [2] MIKULČÁK, Jiří, Bohdan KLIMEŠ, Jaromír ŠIROKÝ, Václav ŠŮLA a František ZEMÁNEK. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. 3. vyd. Praha: Prometheus, 1988, 206 s.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika BVEL: 1. část- usměrňovače, střídavé měniče napětí*. Brno, 2010.
- [4] FOLPRECHT, Martin. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015, 57 listů : foto, grafy 1 CD.
- [5] KADLECOVÁ, Lucie. *Spínané zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016.
- [6] PATOČKA, Miroslav, Pavel VOREL a Tomáš KERLIN. *Řídící elektronika – laboratorní cvičení*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2003, 77 s.
- [7] STMICROELECTRONICS, . *Regulating pulse width modulators SG2525A SG3525A* [online]. 2000, , 12 [cit. 2017-01-02]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/c0/12/98/4a/3b/1a/4b/8b/CD00000958.pdf/files/CD00000958.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000958.pdf>
- [8] PATOČKA, Miroslav a Pavel VOREL. *Řídící elektronika: aktivní obvody 2. díl*. Brno, 2004.

# PŘÍLOHY

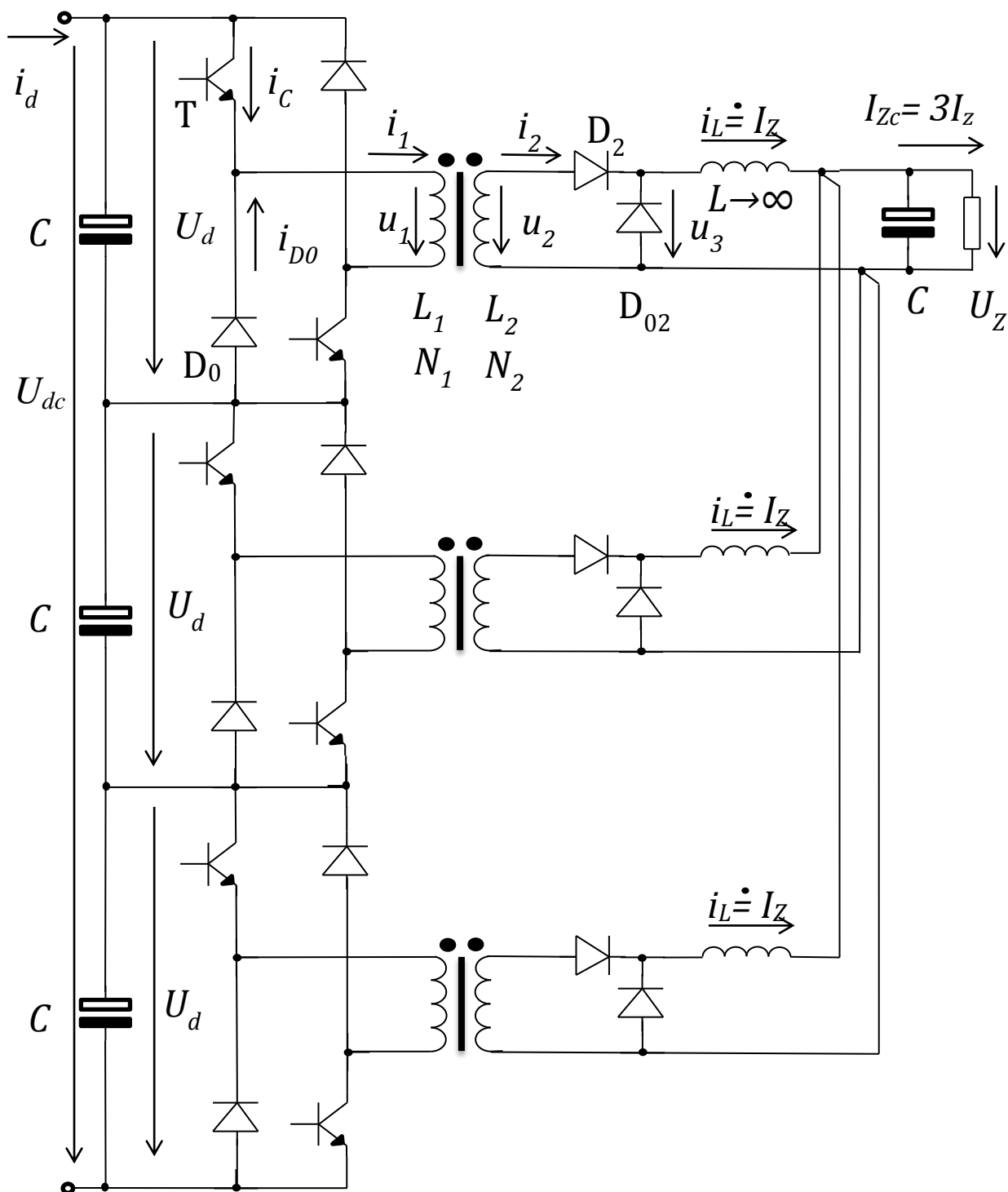
## A Schéma řídicích obvodů a výstupního kondenzátoru



Obr. A-1: Schéma řídicích obvodů a výstupního kondenzátoru (převzato z [4])

**Obr. B-1: Schéma výkonové části(převzato z [1])**

## C Teoretické schéma výkonové části



Obr. C-1: Teoretické schéma výkonové části